

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**2012**

**Bc. Marián Sebeš**

**V Š B – T e c h n i c k á u n i v e r z i t a O s t r a v a**  
**F a k u l t a e l e k t r o t e c h n i k y a i n f o r m a t i k y**  
**K a t e d r a e l e k t r o n i k y**

**Modelování a simulace dvoumotorového pohonu s vektorovým  
řízením v programu Matlab-Simulink**

**Modelling and Simulation of a Twin-motor Drive with Vector  
Control in Matlab-Simulink**

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Marián Sebeš**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T015 Elektronika  
Téma: Modelování a simulace dvoumotorového pohonu s vektorovým řízením  
v programu Matlab-Simulink  
Modelling and Simulation of a Twin-motor Drive with Vector Control in  
Matlab-Simulink

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor vektorového řízení asynchronního motoru
2. Sestavení matematického a simulačního modelu regulačních struktur s vektorovým řízením asynchronního motoru
3. Simulační ověření vlastností dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů. Srovnání s neregulovaným pohonem.

Seznam doporučené odborné literatury:

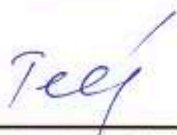
Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.

Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

Prohlašuji, že

- jsem byl seznámen s tím, že na moji bakalářskou/diplomovou práci se plně vztahuje zákon č.121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- beru na vědomí, že Vysoká škola báňská – technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě bakalářskou/diplomovou práci užít (§35 ods. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk bakalářské/diplomové práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a údaje o bakalářské /diplomové práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č.111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě.....

23.4.2012



## **PODĚKOVÁNÍ**

Chtěl bych vyjádřit poděkování vedoucímu diplomové práce, panu doc. Ing. Ivo Neborákovi, CSc., za odborné rady a připomínky v průběhu řešení této diplomové práce.

## **ABSTRAKT**

Diplomová práce pojednává o moderních řídicích algoritmech asynchronního motoru. Zaměřuje se na algoritmus vektorového řízení. Popisuje matematický model motoru, transformace prostorových vektorů, strukturu vektorového řízení a regulace. Bylo vytvořeno několik různých struktur regulačních obvodů dvou odlišných asynchronních motorů spojených vzájemně hřídelí s pevnou vazbou a napájených z jednoho a následně dvou měničů frekvence s vektorovým řízením. Všechny struktury byly simulovány pomocí programu MATLAB - Simulink a průběhy veličin navzájem porovnány.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Asynchronní motor; vektorové řízení; dvoumotorový pohon; Matlab-Simulink

## **ABSTRACT**

This thesis deals with modern control algorithms of asynchronous motor. It focuses on the vector control algorithm. Describes a mathematical model of the asynchronous motor, the spatial transformation of vectors, vector control structure and regulation. It was created by several different structures of regulating circuits with two different asynchronous motors connected by shaft coupling and supplied from one and then two frequency converters with vector control. All structures were simulated using MATLAB - Simulink and others results of variables were compared.

## **KEY WORDS**

Asynchronous motor; Vector control; Twin-motor drive; Matlab-Simulink

## Seznam použitých zkratk a symbolů

$\Psi$	– magnetický tok	[ Wb ]
$f_I$	– frekvence napájecího napětí	[ Hz ]
$i_m$	– magnetizační proud	[ A ]
$i_r$	– rotorový proud	[ A ]
$i_s$	– statorový proud	[ A ]
$J$	– setrvačný moment motoru	[ kg · m <sup>2</sup> ]
$K$	– zesílení	[ - ]
$L_h$	– vzájemná indukčnost	[ H ]
$L_r$	– indukčnost rotoru	[ H ]
$L_{r\sigma}$	– rozptylová indukčnost rotoru	[ H ]
$L_s$	– indukčnost statoru	[ H ]
$L_{s\sigma}$	– rozptylová indukčnost statoru	[ H ]
$M1$	– asynchronní motor 1LA7 113	[ - ]
$M2$	– asynchronní motor 1LA7 130	[ - ]
$M_e$	– elektrický moment motoru	[ Nm ]
$M_L$	– zatěžový moment motoru	[ Nm ]
$M_n$	– jmenovitý moment	[ Nm ]
$n$	– otáčky motoru	[ ot · min <sup>-1</sup> ]
$n_0$	– synchronní otáčky motoru	[ ot · min <sup>-1</sup> ]
$n_z$	– žádané otáčky	[ ot · min <sup>-1</sup> ]
$p$	– počet pólů motoru	[ - ]
$p_p$	– počet pólových dvojic	[ - ]
$PWM$	– pulzně-šířková modulace	[ - ]
$R_r$	– odpor rotoru	[ Ω ]
$R_s$	– odpor statoru	[ Ω ]
$s$	– skluz asynchronního motoru	[ - ]
$T$	– časová konstanta	[ s ]
$U_d$	– napětí stejnosměrného meziobvodu	[ V ]
$u_p$	– napětí generátoru pily	[ V ]
$u_r$	– řídicí napětí	[ V ]
$\theta$	– úhel rotoru	[ rad ]
$\sigma$	– činitel rozptylu	[ - ]
$\omega$	– úhlová rychlost	[ rad · s <sup>-1</sup> ]

## Obsah

<b>Úvod.....</b>	<b>1</b>
<b>1. Teoretický rozbor vektorového řízení asynchronního motoru .....</b>	<b>2</b>
1.1. Způsoby řízení asynchronních motorů .....	2
1.2. Vektorové řízení asynchronního motoru .....	2
1.2.1. Vyhodnocení magnetizačního proudu a orientujících veličin .....	4
1.2.2. Matematický model asynchronního motoru .....	5
1.2.3. Prostorový vektor .....	7
1.2.4. Transformace souřadnic .....	9
1.2.4.1 Clarkova transformace.....	10
1.2.4.2. Parkova transformace .....	11
1.2.5. Odvození modelu pro obecný souřadnicový systém .....	13
1.2.6. Tokový model asynchronního motoru.....	15
<b>2. Sestavení matematického a simulačního modelu regulačních struktur s vektorovým řízením asynchronního motoru.....</b>	<b>17</b>
2.1. Regulační struktury s asynchronními motory .....	17
2.2. Regulace rychlosti asynchronního motoru s vektorovým řízením .....	21
2.3. Matematický model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem.....	23
2.4. Simulační model vektorového řízení v prostředí MATLAB-SIMULINK.....	25
2.4.1. Simulační model asynchronního motoru .....	26
2.4.2. Vyhodnocení orientovaných veličin.....	27
2.4.3. Vektorové natočení BVN1 .....	28
2.4.4. Zrušení vazeb.....	28
2.4.5. Simulační modely regulátorů.....	29
2.4.6. Funkční měnič .....	30
2.4.7. Vektorové natočení BVN2 .....	31
2.4.8. Transformace 2/3.....	31
2.4.9. Model PWM a měniče kmitočtu.....	32
2.5. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů .....	32
2.6. Sestavení dvoumotorového simulačního modelu.....	34
2.6.1. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů napájený jedním měničem kmitočtu.....	35



2.6.2. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů napájený dvěma měniči kmitočtu .....	37
2.7. Parametry regulační struktury simulačního modelu.....	38
2.7.1. Asynchronní motor M1 – 1LA7113-4AA6 .....	38
2.7.2. Asynchronní motor M2 – 1LA7130-4AA6 .....	40
2.7.3. Parametry regulátorů simulačního modelu dvoumotorového pohonu.....	41
2.8. Simulační modely regulace rychlosti asynchronního motoru .....	42
2.8.1. Simulační model napájený harmonickým napětím.....	42
2.8.2. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím hodnot statorových proudů motoru M1 .....	43
2.8.3. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím hodnot statorových proudů motoru M2.....	43
2.8.4. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím součtu hodnot statorových proudů motorů M1+M2 .....	43
2.8.5. Simulační model vektorového řízení s dvěma měniči a symetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$ .....	43
2.8.6. Simulační model vektorového řízení s dvěma měniči a nesymetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$ .....	44
<b>3. Simulační ověření vlastností dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů .....</b>	<b>46</b>
3.1. Simulační průběhy dle kap. 2.8.1. při napájení harmonickým napětím .....	46
3.2. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.2. s jedním měničem a použitím hodnot statorových proudů motoru M1 .....	47
3.3. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.3. s jedním měničem a použitím hodnot statorových proudů motoru M2 .....	51
3.4. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.4. s jedním měničem, použitím aritmetického průměru parametrů regulátorů a součtu hodnot statorových proudů motorů M1+M2 .....	55
3.5. Simulační průběhy vektorového dle kap. 2.8.5. řízení s dvěma měniči a symetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$ .....	59
3.6. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.6. s dvěma měniči a nesymetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$ .....	62
3.7. Zhodnocení simulací .....	65
<b>4. Závěr.....</b>	<b>68</b>
<b>5. Použitá literatura.....</b>	<b>69</b>
<b>6. Přílohy .....</b>	<b>70</b>

## Úvod

V současné době se stále častěji nasazují pohony s asynchronními motory řízené měniči kmitočtu s vektorovým řízením. Nespornou výhodou vektorového řízení je oddělené řízení magnetického toku a momentu asynchronního motoru. Obecně je však zažité pravidlo spojení jednoho motoru na jeden měnič kmitočtu. V dokumentaci výrobců se uvádí různé podmínky, kdy nelze použít měnič kmitočtu s vektorovým řízením, mimo jiné taky u více motorových aplikací.

Tato práce zkoumá chování modelu dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením a porovnává jej v různých zapojeních, od přímého připojení pohonu k harmonickému napětí, aplikaci s jedním měničem kmitočtu, až po aplikaci s dvěma měniči kmitočtu.

Nejdříve je popsán princip vektorového řízení společně s modely asynchronních motorů.

V další kapitole je, pomocí matematického vyjádření, popsáno sestavení simulačních modelů vektorového řízení a asynchronního motoru. Jako první je vytvořen simulační model asynchronního motoru. Dále jsou vytvořeny všechny potřebné simulační modely jednotlivých bloků vektorového řízení. Následně jsou sestaveny modely dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením v různém způsobu zapojení.

Třetí kapitola obsahuje grafy průběhů simulací jednotlivých modelů, kdy jsou sledovány otáčky a moment asynchronních motorů, a jednotlivé složky proudu. Nakonec je provedeno zhodnocení výsledků jednotlivých simulací.

## 1. Teoretický rozbor vektorového řízení asynchronního motoru

### 1.1. Způsoby řízení rychlosti asynchronních motorů

Ze vztahu pro určení otáček rotoru asynchronního motoru vyplývají možnosti regulace otáček motoru. Otáčky jsou dány skluzem  $s$ , frekvencí napájecího napětí  $f_1$  a počtem pólů  $p$  [2].

$$n = n_0 (1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (1.1)$$

kde  $n_0$  jsou synchronní otáčky.

Řízení rychlosti asynchronního motoru je možno provádět změnou kterékoliv z těchto veličin:

- a) Regulace změnou skluzu – zařazením přídavného odporu do obvodu rotoru. Lze použít pouze pro motor s kroužkovou kotvou.
- b) Regulace změnou kmitočtu – používá se u motorů s kotvou nakrátko. Připojením měniče kmitočtu můžeme řídit napětí a tím i vytvářené magnetické pole statoru.
  - *Skalární řízení* – řízení otáček změnou frekvence. Používá se u motorů s malými nároky na dynamické vlastnosti (čerpadla, ventilátory)
  - *Přímé řízení momentu* – spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve statoru pomocí speciálního způsobu spínání napěťového střídače, alternativní k vektorovému řízení.
  - *Vektorové řízení* – oddělené řízení momentu a toku, pohony s vysokými nároky na přesnost a dynamiku řízení otáček, pohony s regulací momentu
- c) Regulace změnou počtu pólů – lze dosáhnout pouze skokové změny otáček, protože počet pólových dvojic musí být celé číslo.

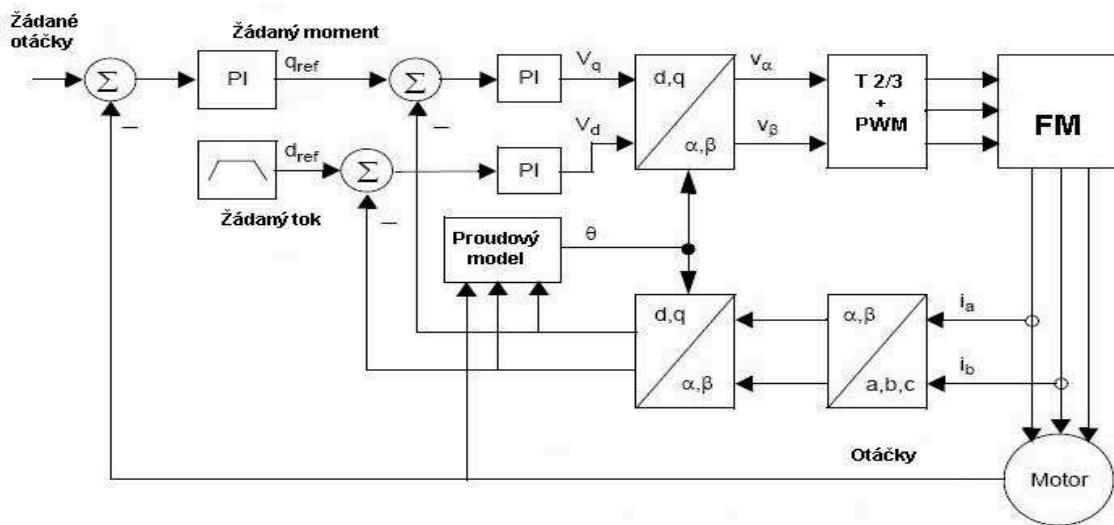
### 1.2. Vektorové řízení asynchronního motoru

Vektorové řízení patří v současné době mezi nejpopulárnější řídicí algoritmy asynchronních motorů. Vektorově řízený motor se svými vlastnostmi podobá stejnosměrnému motoru s cizím buzením, protože řídicí algoritmus umožňuje nezávislé řízení magnetického toku a momentu. Algoritmus nepracuje s reálnými proměnnými stroje, ale transformovanými pomocí Clarkovy a Parkovy

(1.3).

$$|\Psi_r| = \Psi_{rd} = L_h \cdot i_{sd} \quad (1.2)$$

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{L_h}{L_r} \cdot \Psi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (1.3)$$



**Obr.1.** - Blokové schéma vektorového řízení

Z rovnic (1.2, 1.3) plyne, že při udržení konstantního rotorového toku  $\Psi_r$  dojde k oddělení řízení velikosti toku a momentu. Existují různé varianty a modifikace vektorového řízení. Na **Obr.1** je zobrazeno blokové schéma vektorového řízení s proudovým modelem. Schéma obsahuje bloky transformace souřadnic pomocí Clarkovy, Parkovy transformace a jejich inverzní podoby. Model pro

výpočet úhlu natočení vektoru magnetického toku pro Parkovu transformaci (proudový model). Dále obsahuje trojici regulátorů:

- regulátor otáček, který nastavuje žádanou hodnotu proudu  $i_{sq}$  pro
- podřazený regulátor proudu. Tento podřazený regulátor na základě odchylky žádané hodnoty proudu  $i_{sq}$  a skutečné hodnoty vytváří složku napětí  $u_{sq}$
- regulátor magnetického toku, který vytváří na základě odchylky žádané hodnoty proudu  $i_{sd}$  od skutečné hodnoty složku napětí  $u_{sd}$ .

Výsledné napětí je přepočítáváno pomocí inverzní Parkovy a Clarkovy transformace na trojfázové referenční napětí a přivedeno do bloku PWM a frekvenčního měniče.

### 1.2.1. Vyhodnocení magnetizačního proudu a orientujících veličin

Pro realizaci vektorového řízení je potřeba stanovit tzv. orientující veličiny [1], protože tyto veličiny určují stupeň odvazbení jednotlivých složek vektoru statorového proudu a podstatnou měrou ovlivňují kvalitu regulačních dějů. Jeden z mnoha způsobů je metoda proudového modelu, která však vyžaduje znalost polohy rotoru asynchronního motoru a adaptaci na teplotní změny rotorové časové konstanty.

Absolutní hodnotu prostorového vektoru magnetizačního proudu  $i_m$  a orientujících veličin  $\sin \gamma$  a  $\cos \gamma$  lze vyhodnotit pomocí rovnic:

$$\mathbf{i}_1^r = \mathbf{i}_m^r + T_r \cdot \frac{d\mathbf{i}_m^r}{dt} \quad (1.4)$$

$$i_{sd} = i_{md} + T_r \cdot \frac{di_{md}}{dt} \quad (1.5)$$

$$i_{sq} = i_{mq} + T_r \cdot \frac{di_{mq}}{dt} \quad (1.6)$$

$$i_m = \sqrt{i_{m\alpha}^2 + i_{m\beta}^2} \quad (1.7)$$

$$\sin \gamma = \frac{i_{m\beta}}{i_m}, \quad \cos \gamma = \frac{i_{m\alpha}}{i_m} \quad (1.8, 9)$$

Vstupními veličinami jsou složky prostorového vektoru statorového proudu  $i_\alpha$  a  $i_\beta$  společně s úhlem natočení rotou  $\varepsilon$ . Blokové schéma modelu pro vyhodnocení magnetizačního proudu a orientujících veličin je v kapitole 2.2. na **Obr.9**.

### 1.2.2. Matematický model asynchronního motoru

Matematický model asynchronního motoru vede na složitý systém nelineárních diferenciálních rovnic. Aby se dosáhlo zjednodušení a zároveň uspokojivě přesné prezentace modelu, přijmeme následující zjednodušující předpoklady:

- napájení souměrným harmonickým napětím
- vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru a rotoru
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné
- magnetizační charakteristika je lineární a rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeři je harmonické
- ztráty v železe jsou zanedbatelné

Asynchronní motor je konstrukčně tvořen dvěma trojfázovými systémy vinutí vázanými vzájemnou magnetickou vazbou. Vzájemná indukčnost vinutí statoru a rotoru se s časem mění díky otáčení rotoru. Můžeme tedy napsat celkem šest základních rovnic pro jednotlivé fáze.

Napětíové rovnice trojfázového motoru pro jednotlivá vinutí statoru  $k = a, b, c$  a rotoru  $k = A, B, C$  jsou

$$u_k = R_k \cdot I_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \quad (1.10)$$

kde  $R_k$  je odpor pro jednotlivá vinutí statoru,  $I_k$  je proud pro jednotlivá vinutí a  $\Psi_k$  je magnetický spřažený tok jednotlivých vinutí.

Pro výsledný spřažený magnetický tok jedné fáze statorového vinutí stojícího asynchronního motoru můžeme napsat:

$$\Psi_a = L_a \cdot i_a + M_s \cdot i_b \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + M_s \cdot i_c \cdot \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + M \cdot i_A + M \cdot i_B \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + M \cdot i_C \cdot \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.11)$$

kde

$L_a$  je vlastní indukčnost fáze statorového vinutí,

$M_s$  je vzájemná indukčnost dvou fází statorového vinutí,

$M$  je vzájemná indukčnost mezi fázemi statorového a rotorového vinutí

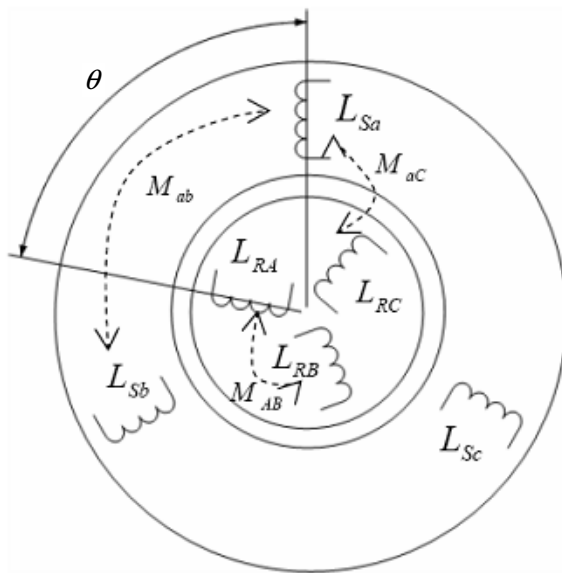
Vzájemná indukčnost vinutí statoru a rotoru se s časem mění díky otáčení rotoru vůči statoru. V závislosti na natočení rotoru vůči statoru se mění taky magnetický spřažený tok. Úhel natočení rotoru se vypočítá podle

$$\theta = \int \omega_m dt \quad (1.12)$$

kde  $\omega_m$  je úhlová rychlost rotoru.

Platí že  $\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}$ , pak můžeme magnetický spřažený tok napsat:

$$\Psi_a = L_a \cdot i_a - \frac{M_s \cdot i_b}{2} - \frac{M_s \cdot i_c}{2} + M \cdot i_A \cdot \cos(\theta) + M \cdot i_B \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + M \cdot i_C \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.13)$$

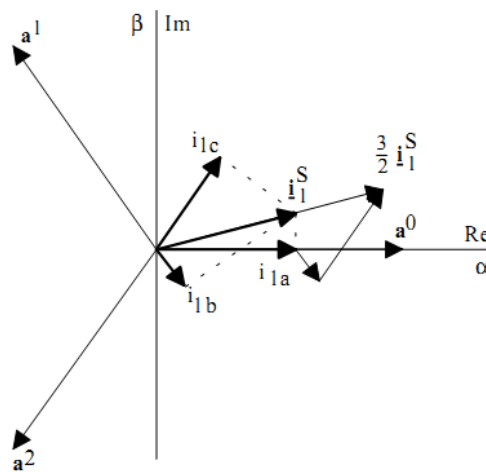


**Obr.2.** - Zjednodušené schéma asynchronního motoru

Při bližším pohledu na výše uvedené rovnice zjistíme, že model v trojfázové soustavě by byl značně složitý a obsahoval velký počet rovnic. Pro zjednodušení a snížení počtu rovnic se nám nabízí možnost transformace trojfázové soustavy na ekvivalentní dvoufázovou soustavu pomocí prostorových vektorů, která matematicky vyjadřuje skutečnost, že prostorový komplexor je fázor, otáčející se úhlovou rychlostí  $\omega$ .

### 1.2.3. Prostorový vektor

Změna úhlu mezi jednotlivými fázemi statoru a rotoru má vliv na velikost vzájemné indukčnosti. Použití prostorového vektoru, definovaného v komplexní rovině, umožňuje vypočítat okamžité hodnoty veličin trojfázového systému.



**Obr.3.** - Definice prostorového vektoru

Prostorový vektor např. statorového proudu

$$\bar{i}_s = k \cdot (i_{sa} + \bar{a} \cdot i_{sb} + \bar{a}^2 \cdot i_{sc}) \quad (1.14, 15)$$

$$i_0 = k_0 \cdot (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc})$$

$\bar{a}$  je jednotkový vektor

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \bar{a} = -0,5 + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{a}^2 = -0,5 - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1.16)$$



po rozepsání v komplexním tvaru

$$\operatorname{Re}\{\bar{i}_s\} = k \cdot [i_{sa} - 0,5 \cdot (i_{sb} + i_{sc})] \quad (1.17, 18)$$

$$\operatorname{Im}\{\bar{i}_s\} = k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_{sb} - i_{sc})$$

kde  $k, k_0$  jsou konstanty [5]

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{\bar{i}_s\} &= \operatorname{Re}\left\{k \cdot \left(i_{sa} + \bar{a} \cdot i_{sb} + \bar{a}^2 \cdot i_{sc}\right)\right\} = \operatorname{Re}\left\{k \cdot \left[i_{sa} + \left(-0,5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot i_{sb} + \left(-0,5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot i_{sc}\right]\right\} = \\ &= k [i_{sa} - 0,5 \cdot (i_{sb} + i_{sc})] = k \cdot i_{sa} - k \cdot \left[-0,5 \cdot \left(\frac{i_0}{k_0} - i_{sa}\right)\right] = k \cdot 1,5 \cdot i_{sa} - k \cdot 0,5 \cdot \frac{i_0}{k_0} \\ \operatorname{Re}\{\bar{i}_s\} &= i_{sa} - i_0 \end{aligned} \quad (1.19)$$

z toho plyne

$$k \cdot 1,5 = 1 \quad , \quad \frac{k}{k_0} \cdot 0,5 = 1 \Rightarrow$$

$$k = \frac{2}{3} \quad , \quad k_0 = \frac{1}{3}$$

pak můžeme prostorový vektor  $\bar{i}_s$  přepsat do tvaru

$$\bar{i}_s = \frac{3}{2} \cdot I_{s \max} \cdot \frac{2}{3} \cdot e^{j\omega t} = I_{s \max} \cdot e^{j\omega t} \quad (1.20)$$

kde  $\omega$  je libovolná úhlová rychlost a  $I_{s \max}$  je amplituda statorového proudu. Absolutní hodnota prostorového vektoru je pak rovna amplitudě skutečného proudu.

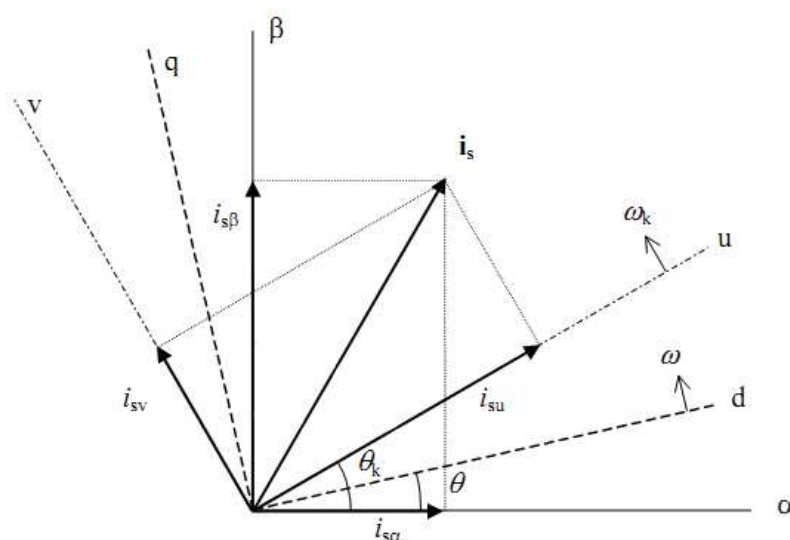
### 1.2.4. Transformace souřadnic

Pro zjednodušení modelu motoru musíme odstranit závislost změny magnetické vazby statorového a rotorového vinutí při otáčení rotoru. Tuto závislost je možné odstranit s využitím Clarkovy a Parkovy transformace. Cílem transformace je nahlížet na děje probíhající ve statoru a rotoru ze společného souřadnicového systému, který svírá úhel  $\theta$  (při  $\omega$ ) s osou statorového vinutí. Vznikne mezi nimi pevná magnetická vazba a děje statoru i rotoru se budou promítat do ekvivalentního dvoufázového systému.

Možnosti volby souřadnicových systémů:

**Tab.1** – Volba souřadnicového systému

Úhlová rychlost $\omega_k$	Osy	Vazba souřadného systému
0	$\alpha ; \beta$	na stator
$\omega_m$	$d ; q$	na rotor
$\omega_k$	$u ; v$	rotující všeobecnou úhlovou rychlostí



**Obr.4.** - Zobrazení prostorového vektoru proudu v souřadných soustavách

### 1.2.4.1. Clarkova transformace

Přechod do stacionárních statorových souřadnic  $\alpha\beta$  umožňuje Clarkova transformace. Spočívá v přepočtu 3-fázového systému na systém 2-fázový. K vyjádření komplexoru v rovině dvě souřadnice stačí, navíc se zbavíme jedné diferenciální rovnice.

Na **Obr.5.** jsou vidět souřadnice 3-fázového systému a,b,c a souřadnice  $\alpha\beta$ , které jsou na sebe kolmé a jsou pevně svázané se statorem. Pokud předpokládáme  $\omega_k = 0$  a osu  $\alpha$  a ztotožněnou s osou  $a$  pak např. statorový proud je dán vztahem

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left( i_{sa} + \bar{a} \cdot i_{sb} + \bar{a}^2 \cdot i_{sc} \right) \quad (1.21)$$

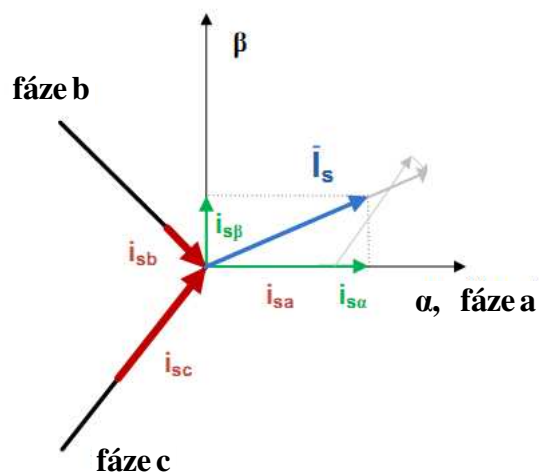
Když do vztahu dosadíme za  $\bar{a}$  a  $\bar{a}^2$  vztahy pro jednotkový vektor, dostaneme

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = i_{sa} + j \cdot i_{sb} = \frac{2}{3} \left( i_{sa} - \frac{1}{2} \cdot i_{sb} - \frac{1}{2} \cdot i_{sc} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sc} \right) \quad (1.22)$$

V případě, že platí symetrie  $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$  a  $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$ , pak

$$i_{s\alpha} = \text{Re}\{\bar{i}_{s\alpha\beta}\} = \frac{2}{3} \left( i_{sa} - \frac{1}{2} \cdot i_{sb} - \frac{1}{2} \cdot i_{sc} \right) = i_{sa} \quad (1.23, 24)$$

$$i_{s\beta} = \text{Im}\{\bar{i}_{s\alpha\beta}\} = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sc} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_{sb} - i_{sc})$$



**Obr.5.** - Zobrazení transformace z 3-fázového (*abc*) do 2-fázového ( $\alpha\beta$ ) systému

Uvedenou transformaci je možné použít i pro napěťové rovnice.

Pro zpětnou Clarkovu transformaci platí

$$\begin{aligned} i_{sa} &= i_{s\alpha} \\ i_{sb} &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \\ i_{sc} &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{aligned} \quad (1.25, 26, 27)$$

#### 1.2.4.2. Parkova transformace

Pro implementaci řídicích algoritmů je nutné transformovat veškeré veličiny do stejného souřadnicového systému. Souřadnicový systém  $\alpha\beta$  není vhodný pro syntézu řídicích algoritmů, protože transformované hodnoty jsou závislé na čase a rychlosti. Parkova transformace vyjádří veličiny v rotujícím souřadném systému, rotujícím úhlovou rychlostí  $\omega_m$  (systém *dq*). Veličiny se po Parkově transformaci jeví jako stojící (stejnoseměrné). Pro výpočet Parkovy transformace je nutné nejprve převést trojfázový systém na dvoufázový pomocí Clarkovy transformace a až po té je možno vypočítat Parkovu transformaci

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \theta + i_{s\beta} \cdot \sin \theta \quad (1.28, 29)$$

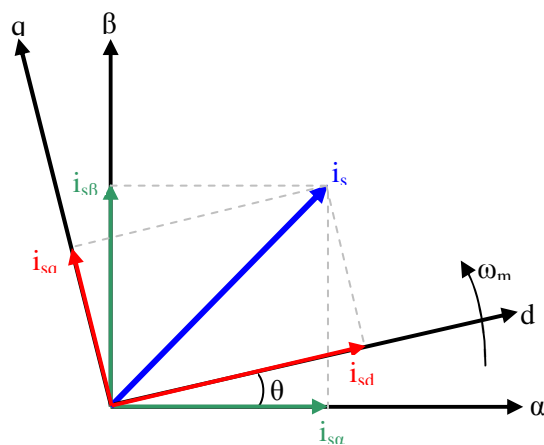
$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sin \theta + i_{s\beta} \cdot \cos \theta$$

kde  $\theta$  je úhel natočení rotoru (1.12).

Zpětná Parkova transformace

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cdot \cos \theta + i_{sq} \cdot \sin \theta \quad (1.30, 31)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \cdot \sin \theta + i_{sq} \cdot \cos \theta$$



**Obr.6.** - Zobrazení transformace ze systému  $\alpha\beta$  do systému  $dq$

### 1.2.5. Odvození modelu pro obecný souřadnicový systém

Rovnice modelu jsou uvedeny pro obecný souřadnicový systém, který je charakterizován všeobecnou úhlovou rychlostí  $\omega_k$ . Reálnou osu symbolizuje dolní index  $u$  a imaginární osu dolní index  $v$ .

Napětíové rovnice statoru asynchronního motoru v obecném souřadnicovém systému

$$\begin{aligned} u_{su} &= R_s \cdot i_{su} + \frac{d \Psi_{su}}{dt} - \omega_k \cdot \Psi_{sv} \\ u_{sv} &= R_s \cdot i_{sv} + \frac{d \Psi_{sv}}{dt} - \omega_k \cdot \Psi_{su} \end{aligned} \quad (1.32, 33)$$

kde  $R_s$  je odpor vinutí statoru,  $\Psi_s$  je magnetický tok statoru a  $\omega_k$  je všeobecná úhlová rychlost.

Napětíové rovnice rotoru asynchronního motoru v obecném souřadnicovém systému

$$\begin{aligned} u_{ru} &= R_r \cdot i_{ru} + \frac{d \Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{rv} = 0 \\ u_{rv} &= R_r \cdot i_{rv} + \frac{d \Psi_{rv}}{dt} - (\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{ru} = 0 \end{aligned} \quad (1.34, 35)$$

kde  $R_r$  je odpor vinutí rotoru,  $\Psi_r$  je magnetický tok rotoru a  $\omega$  je úhlová rychlost. Rotorové napětí je nulové pouze u provedení asynchronního motoru s kotvou nakrátko.

Složky magnetických toků statoru a rotoru

$$\Psi_{su} = L_s \cdot i_{su} + L_h \cdot i_{ru} \quad , \quad \Psi_{sv} = L_s \cdot i_{sv} + L_h \cdot i_{rv} \quad (1.36, 37)$$

$$\Psi_{ru} = L_r \cdot i_{ru} + L_h \cdot i_{su} \quad , \quad \Psi_{rv} = L_r \cdot i_{rv} + L_h \cdot i_{sv} \quad (1.38, 39)$$

kde  $L_h$  je vzájemná indukčnost při  $\theta = 0$ ,

$L_s$  a  $L_r$  jsou celkové indukčnosti statoru a rotoru, které jsou vyjádřeny vztahy

$$L_s = L_h \cdot (1 + \sigma_s) = L_h + L_{s\sigma} \quad (1.40, 41)$$

$$L_r = L_h \cdot (1 + \sigma_r) = L_h + L_{r\sigma}$$

činitelé rozptylu  $\sigma_s, \sigma_r$

$$\sigma_s = \frac{L_{s\sigma}}{L_h} = \frac{L_s}{L_h} - 1 \quad , \quad \sigma_r = \frac{L_{r\sigma}}{L_h} = \frac{L_r}{L_h} - 1 \quad (1.42, 43)$$

kde  $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$  jsou rozptylové indukčnosti statoru a rotoru.

Celkový činitel rozptylu

$$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s \cdot L_r} = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s) \cdot (1 + \sigma_r)} \quad (1.44)$$

Vztahy pro výpočet momentu motoru a pohybová rovnice motoru

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (i_{sv} \cdot \Psi_{ru} - i_{su} \cdot \Psi_{rv}) \quad (1.45)$$

$$M_e - M_L = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (1.46)$$

$$\omega = p_p \cdot \omega_m \quad (1.47)$$

kde  $M_L$  je moment zátěže,  $J$  setrvačný moment motoru,  $\omega$  elektrická rychlost rotoru,  $\omega_m$  mechanická rychlost rotoru a  $p_p$  je počet polpárů motoru.

Podle rovnic (1.32-47) je možné vytvořit model 3-fázového asynchronního motoru ve zvoleném souřadnicovém systému.

Matematický model asynchronního motoru můžeme sestavit na základě jeho vnitřních veličin – stavových proměnných. Rozlišujeme tři základní typy modelů:

- Proudový model – stavovými proměnnými jsou proudy statoru a rotoru
- Tokový model – stavovými proměnnými jsou magnetické toky statoru a rotoru
- Proudově-tokový model – stavovými proměnnými jsou proudy i magnetické toky. (Většinou statorový proud a rotorový magnetický tok)

Všechny modely jsou navzájem ekvivalentní. Z hlediska matematického řešení je nejjednodušší tokový model. Ve všech případech je potřeba řešit soustavu čtyř diferenciálních rovnic 1. řádu, ale koeficienty v tokovém modelu jsou jednodušší a některé i nulové.

### 1.2.6. Tokový model asynchronního motoru

Pro sestavení tokového modelu si vyjádříme proudy z rovnic (1.36-39)

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & \frac{-L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{ru} \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & \frac{-L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{sv} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Po dosazení proudů do napěťových rovnic (1.32-35) zajistíme, že stavové proměnné budou magnetické toky a otáčky.

Provedení Laplaceovy transformace a úprava do stavového tvaru, kde prvky matic  $A, B$  nebudou konstanty, ale obecně funkcí  $\omega$

$$p\Psi = A\Psi + BU \quad , \quad i = C\Psi \quad , \quad M_e = f(\Psi) \quad (1.50, 51, 52)$$

Nelineární výstupní funkcí pak můžeme dostat moment a následnou integrací dynamického momentu otáčky motoru.



Stavová rovnice (1.50) má po rozeepsání tvar

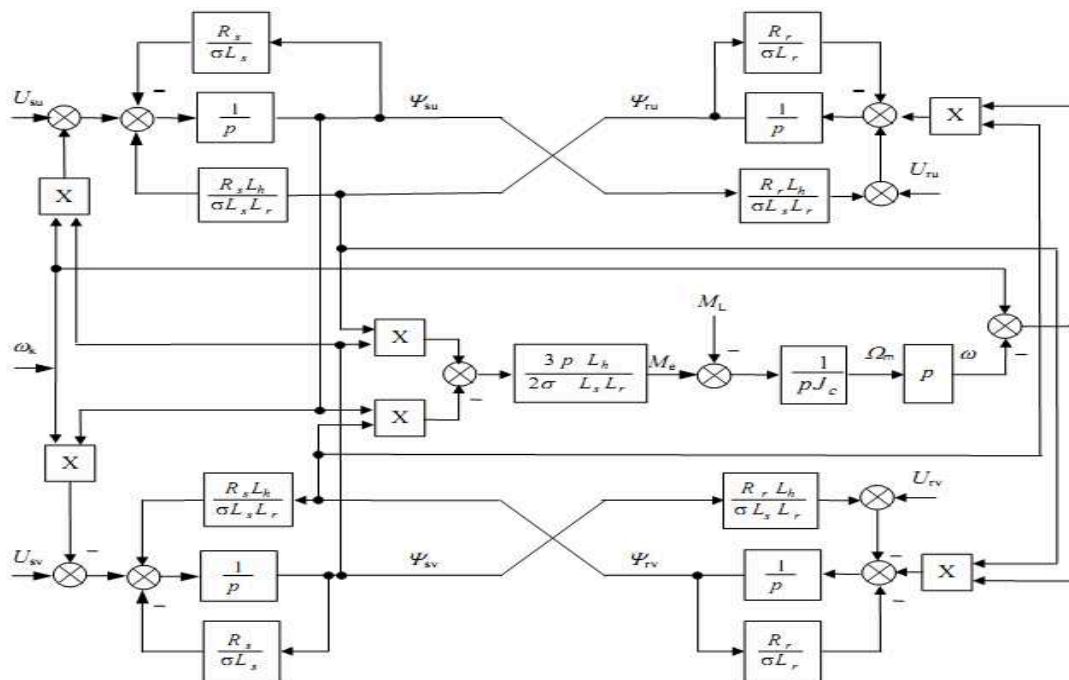
$$p \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} & \omega_k & \frac{R_s \cdot L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 \\ -\omega_k & \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} & 0 & \frac{R_s \cdot L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ \frac{R_r \cdot L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 & \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} & \omega_k - \omega \\ 0 & \frac{R_r \cdot L_h}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & -(\omega_k - \omega) & \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{su} \\ U_{sv} \\ U_{ru} \\ U_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

Rovnice pro elektromagnetický moment motoru a pohybová rovnice budou mít tvar

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{sv} \cdot \Psi_{ru} - \Psi_{su} \cdot \Psi_{rv}) \quad (1.54, 55)$$

$$M_e - M_L = J \cdot p \omega_m$$

Na základě vztahů (1.53-1.55) můžeme sestavit tokový model asynchronního motoru



**Obr.7. - Tokový model asynchronního motoru**

## 2. Sestavení matematického a simulačního modelu regulačních struktur s vektorovým řízením asynchronního motoru

### 2.1. Regulační struktury s asynchronními motory

Princip vektorového řízení asynchronního motoru spočívá v rozkladu prostorového vektoru statorového proudu na dvě navzájem kolmé složky  $i_{sx}$  a  $i_{sy}$ , které určují magnetizaci stroje a jeho moment [1]. Souvisí tedy s jalovým a činným výkonem stroje. Magnetizační a momentotvorná složka musí být pak pomocí regulačních obvodů regulovány bez vzájemného ovlivňování.

Z rovnic asynchronního motoru v systému orientovaných souřadnic vyplývá, že není zrušena vazba mezi oběma složkami proudu. Tuto vazbu lze však poměrně jednoduše zrušit. Z předpokladu zajištění konstantního magnetizačního proudu asynchronního motoru  $i_m$  lze určit potřebné vztahy pro zrušení vzájemné vazby

$$u_{xe} = -\omega_{im} \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sy} \quad (2.1)$$

$$u_{ye} = \omega_{im} \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sx} + \omega_{im} \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot i_m \quad (2.2)$$

$$\omega_{im} = \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.3)$$

První členy v obou rovnicích představují úbytek napětí na rozptylové reaktanci statoru motoru. Druhý člen v druhé rovnici určuje rotační napětí vznikající otáčením rotoru asynchronního motoru.

Vzájemnou vazbu zrušíme přičtením uvedených rovnic k výstupům regulátorů proudů v jednotlivých osách. Regulovaná soustava proudu je pak popsána přenosem setrvačního členu s časovou konstantou

$$T_I = \sigma \cdot T_s = \sigma \cdot \frac{L_s}{R_s} \quad (2.4)$$

Ve střídavých servopohonech malého a středního výkonu jsou použity asynchronní motory, které můžou být napájeny z nepřímých měničů frekvence s napětovým meziobvodem. Z matematického modelu měniče kmitočtu, který je uveden v kapitole 2.3., můžeme stanovit jednotlivé složky

prostorového vektoru statorového napětí asynchronního motoru v systému orientovaných souřadnic  $[x, y]$

$$u_{1x} = K_M \cdot (t - T_M) \cdot [u_{sx} \cdot \cos(\omega_{im} \cdot T_M) + u_{sy} \cdot \sin(\omega_{im} \cdot T_M)] \quad (2.5)$$

$$u_{1y} = K_M \cdot (t - T_M) \cdot [-u_{sx} \cdot \sin(\omega_{im} \cdot T_M) + u_{sy} \cdot \cos(\omega_{im} \cdot T_M)] \quad (2.6)$$

$$K_M = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_d}{u_{r\max}}, \quad T_M = \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (2.7, 8)$$

Z rovnic opět vyplývá vzájemná vazba mezi řídicími napětími v jednotlivých osách. Abychom mohli zanedbat vzájemnou vazbu mezi složkami  $x, y$ , musí být splněny následující podmínky

$$T_I > T_M \quad a \quad \omega_{im} \cdot T_M < 1 \quad (2.9)$$

V případě, že nebudou splněny výše uvedené podmínky, musí být kompenzován fázový posun způsobený dobou zpoždění měniče frekvence. Kompenzaci lze provést pomocí úpravy orientujícího úhlu  $\gamma_v$ , který slouží pro vektorové natočení složek proudů  $i_{s\alpha}$  a  $i_{s\beta}$  do systému orientovaných souřadnic  $[x, y]$  a složek  $u_{sx}$  a  $u_{sy}$  do statorového souřadného systému  $[\alpha, \beta]$

$$\gamma_v = \gamma + \omega_{im} \cdot T_M \quad (2.10)$$

Zrušením vzájemné vazby mezi složkami  $x, y$  uvedeným způsobem bude řídicí část měniče frekvence popsána přenosem setrvačního členu s časovou konstantou  $T_M$ .

Výsledný přenos soustavy tvořené výkonovou a řídicí částí, snímačem proudu s přenosem  $K_I$  a A/D převodníkem se zesílením  $K_{AD}$  je pak dán výsledným zesílením  $\frac{K_M \cdot K_I \cdot K_{AD}}{R_s}$ , velkou časovou konstantou  $T_I$  a součtovou časovou konstantou  $T_{NKI}$ . Přenos otevřené regulační smyčky proudu v jednotlivých osách lze vyjádřit vztahem

$$F_{0I(p)} = K_{RI} \cdot \frac{(1 + pT_{RI})}{pT_{RI}} \cdot \frac{K_M \cdot K_I \cdot K_{AD}}{R_s} \cdot \frac{1}{(1 + pT_I)} \cdot \frac{1}{(1 + pT_{NKI})} \quad (2.11)$$

$$T_I = \sigma \cdot \frac{L_s}{R_s} \quad , \quad T_{NKI} = 1,5 \cdot T_{ol} + T_M \quad (2.12, 13)$$

kde  $T_{ol}$  je vzorkovací perioda proudové regulační smyčky.

Pro tuto soustavu lze pak metodou optimálního modulu navrhnout PI regulátor pro jednotlivé složky proudu v osách  $x, y$

$$K_{RI} = \frac{R_s}{K_M \cdot K_I \cdot K_{AD}} \cdot \frac{T_I}{2 \cdot T_{NKI}} \quad , \quad T_{RI} = T_I \quad (2.14)$$

Návrh regulátoru magnetizačního proudu (magnetického toku) v ose  $x$  lze provést obdobným způsobem z rovnice

$$T_r \cdot \frac{di_m}{dt} + i_m = i_{sx} \quad , \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.15)$$

Přenos otevřené regulační smyčky magnetizačního proudu, resp. magnetického toku lze vyjádřit vztahem

$$F_{0\Psi(p)} = K_{R\Psi} \cdot \frac{(1 + pT_{R\Psi})}{pT_{R\Psi}} \cdot \frac{1}{K_I \cdot K_{AD}} \cdot \frac{1}{(1 + pT_r)} \cdot \frac{1}{(1 + 2pT_{NKI})} \cdot \frac{1}{(1 + 0,5pT_{o\Psi})} \quad (2.17)$$

kde  $T_{o\Psi}$  je vzorkovací perioda regulační smyčky magnetického toku.

Nekompenzovaná časová konstanta regulační smyčky magnetického toku

$$T_{NK\Psi} = 2 \cdot T_{NKI} + 0,5 \cdot T_{o\Psi} \quad (2.18)$$

Pro tuto soustavu lze pak metodou optimálního modulu navrhnout PI regulátor

$$K_{R\Psi} = K_I \cdot K_{AD} \cdot \frac{T_r}{2 \cdot T_{NK\Psi}} \quad , \quad T_{R\Psi} = T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.19)$$

Pro chod asynchronního motoru v oblasti odbuzování je možné pro zadávání žádané hodnoty magnetizačního proudu  $i_m$  navrhnout integrační regulátor, jenž bude zpracovávat regulační odchylku mezi žádanou hodnotou modulu vektoru statorového napětí, jehož velikost určuje typový bod motoru a tedy také počátek oblasti odbuzování a vypočtenou hodnotou modulu statorového napětí podle vztahu

$$u_1 = |u_1^0| = \sqrt{u_{1x}^2 + u_{1y}^2} \quad (2.20)$$

Při návrhu regulátoru rychlosti vycházíme z pohybové rovnice asynchronního motoru

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_h}{1 + \sigma_r} \cdot i_m \cdot i_{sy} - m_z = K_m \cdot i_m \cdot i_{sy} - m_z \quad (2.21)$$

Přenos otevřené smyčky regulačního obvodu rychlosti se snímačem rychlosti s přenosem  $K_\omega$  je pak dán vztahem

$$F_{0\omega(p)} = K_{R\omega} \cdot \frac{(1 + pT_{R\omega})}{pT_{R\omega}} \cdot \frac{1}{(1 + 2pT_{NKI})} \cdot \frac{K_\omega \cdot K_m \cdot i_m}{pK_I \cdot K_{AD} \cdot J} \cdot \frac{1}{(1 + 0,5pT_{0\omega})} \quad (2.22)$$

kde  $T_{NKI}$  je nekompensovaná časová konstanta proudové regulační smyčky v ose  $y$ ,  $T_{0\omega}$  je vzorkovací perioda regulační smyčky rychlosti

Nekompensovaná časová konstanta regulační smyčky rychlosti

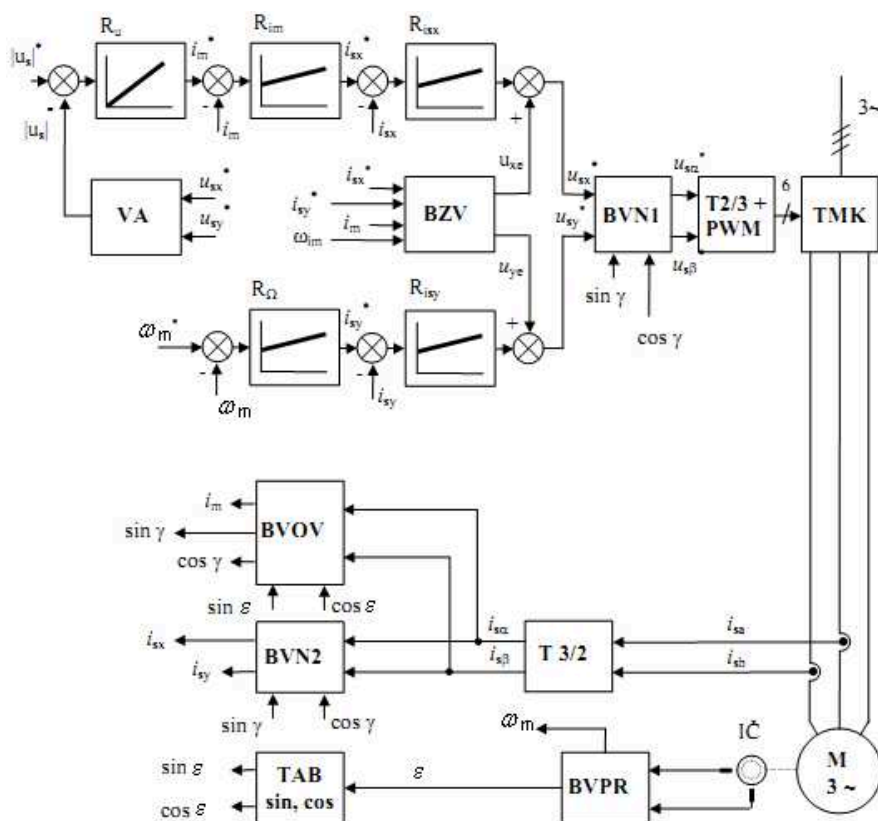
$$T_{NK\omega} = 2 \cdot T_{NKI} + 0,5 \cdot T_{0\omega} \quad (2.23)$$

Metodou symetrického optima navrhne parametry regulátoru rychlosti

$$K_{R\omega} = \frac{K_I \cdot K_{AD} \cdot J}{K_{\omega} \cdot K_m \cdot i_m} \cdot \frac{1}{2 \cdot T_{NK\omega}} \quad , \quad T_{R\omega} = 4 \cdot T_{NK\omega} \quad (2.24)$$

## 2.2. Regulace rychlosti asynchronního motoru s vektorovým řízením

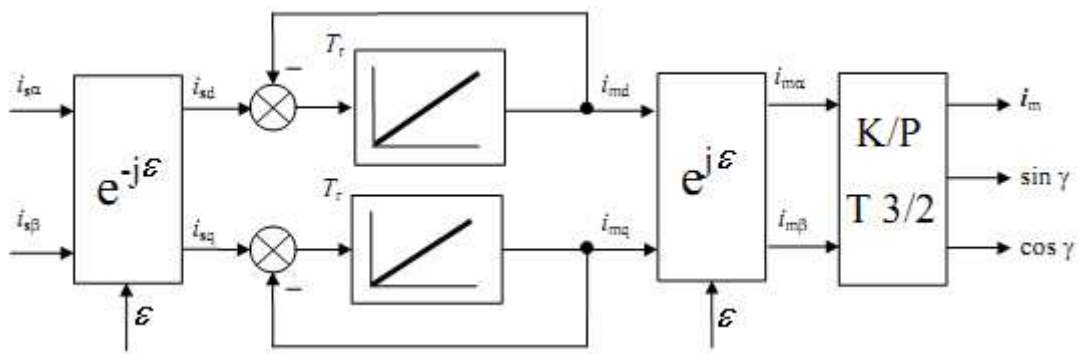
Struktura regulace asynchronního motoru s vektorovým řízením v systému orientovaných souřadnic  $[x, y]$ , pro kterou platí, že v ose  $x$  leží výsledný magnetický tok, příp. magnetizační proud  $i_m$ , je zobrazena na **Obr.8.** [1].



**Obr.8.** - Struktura regulace rychlosti asynchronního motoru s vektorovým řízením

Asynchronní motor je napájen z nepřímého měniče kmitočtu s napětovým meziobvodem. Poloha rotoru asynchronního motoru je vyhodnocena blokem vyhodnocení polohy [BVPR]. Pomocí bloku

transformace souřadnic T 3/2 jsou veličiny trojfázového systému statorových souřadnic  $[a, b, c]$  transformovány do dvouosého systému statorových souřadnic  $[\alpha, \beta]$ . Blokem vektorového natočení [BVN2] jsou složky natočeny do dvouosého rotujícího systému orientovaných souřadnic  $[x, y]$ . Pro vektorové natočení složek prostorového vektoru statorového proudu  $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$  do systému orientovaných souřadnic  $[x, y]$  slouží orientující veličiny  $\sin \gamma$  a  $\cos \gamma$ , které jsou vypočteny v bloku vyhodnocení orientujících veličin [BVOV] (Obr.9.).



**Obr.9.** - Blokové schéma pro vyhodnocení magnetizačního proudu a orientujících veličin

Získané skutečné složky  $i_{1x}, i_{1y}$  slouží jako zpětnovazební veličiny pro proudové PI regulátory  $R_{isx}, R_{isy}$ , k jejichž výstupům jsou přičítány složky  $u_{xe}, u_{ye}$  pro zrušení vzájemné vazby, které jsou vypočteny v bloku zrušení vazby [BZV]. Pomocí bloku vektorového natočení [BVN1] jsou ze složek  $u_{sx}^*, u_{sy}^*$  získávána napětí  $u_{sa}^*, u_{s\beta}^*$  a následnou transformací v bloku T 2/3 vypočtena řídicí napětí  $u_{sa}^*, u_{sb}^*, u_{sc}^*$ . Těmito napětími jsou pak v bloku šířkově-pulsní modulace [PWM] generovány zapínací pulsy pro výkonové tranzistory měniče kmitočtu [TMK].

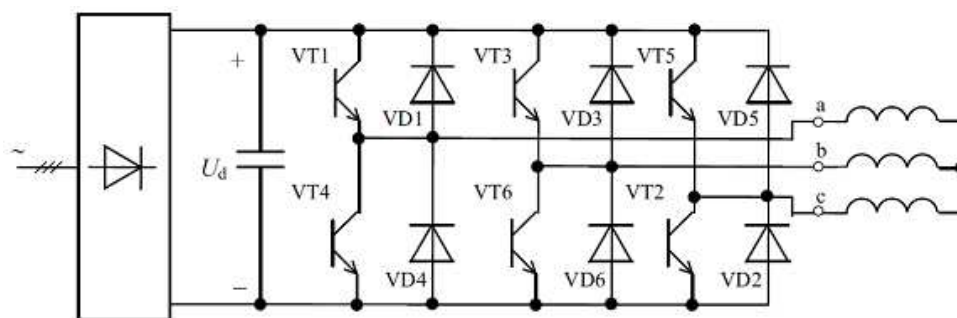
Regulaci magnetizačního proudu (resp. magnetického toku) realizuje PI regulátor  $R_{im}$  na základě regulační odchylky mezi žádanou hodnotou magnetizačního proudu  $i_m^*$  a skutečnou hodnotou  $i_m$  vypočtenou v bloku vyhodnocení orientujících veličin [BVOV].

Žádanou hodnotu magnetizačního proudu  $i_m^*$  určuje I regulátor  $R_u$ , který zpracovává regulační odchylku mezi žádanou hodnotou modulu vektoru statorového napětí, jehož velikost určuje typový bod motoru a tedy také počátek odbuzování, a vypočtenou hodnotou modulu vektoru statorového napětí, získanou pomocí bloku vektorového analyzátoru [VA] z žádaných složek  $u_{sx}^*$ ,  $u_{sy}^*$ .

Regulaci rychlosti zajišťuje PI regulátor  $R_\omega$  na základě regulační odchylky mezi žádanou rychlostí  $\omega_m^*$  a skutečnou rychlostí  $\omega_m$ , která je vyhodnocena z časové změny úhlu rotoru  $\varepsilon$  v bloku BVPR.

### 2.3. Matematický model měniče kmitočtu s napětovým střídačem

Pro napájení asynchronních motorů u moderních pohonů např. s vektorovým řízením nebo přímým řízením momentu je vhodné použít nepřímý měnič kmitočtu s napětovým střídačem v zapojení dle **Obr.10**. Spínače VT1 až VT6 jsou pro malé a střední výkony tvořeny nejčastěji tranzistory IGBT a pro velké výkony GTO tyristory [3].



**Obr.10.** - Schéma zapojení napětového střídače

Zjednodušující předpoklady pro modelování tohoto měniče jsou následující:

- a) Ideální napájecí síť:
  - Nulová impedance napájecí sítě
- b) Ideální polovodičové prvky měniče s:
  - Nulovým odporem v sepnutém stavu
  - Nekonečným odporem v rozepnutém stavu
  - Okamžitým spínáním, resp. rozepínáním tranzistorů či tyristorů = ideální komutace
- c) Nulová tzv. ochranná doba, což je časová prodleva mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru (či tyristoru) ve větvi



d) Konstantní napětí ve stejnosměrném meziobvodu

Pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí se v zásadě používají tyto způsoby PWM:

- a) komparační šířkově pulzní modulace vytvořená komparací trojúhelníkového nebo pilovitého napětí s řídicím, sinusovým napětím
- b) vektorová šířkově pulzní modulace, jejíž princip spočívá v realizaci vypočtené polohy a velikosti prostorového vektoru statorového napětí

V simulacích provedených v rámci této práce je použita vektorová šířkově pulzní modulace s uvažováním konstantní hodnoty  $U_d$ .

Vstupní zadávací veličinou pro modulaci mohou být např. přímo hodnoty generovaných sinusových napětí v jednotlivých fázích. Tyto jsou komparovány (porovnávány) s pilovitým napětím o kmitočtu řádu jednotek až desítek kHz. Na základě výsledku komparace jsou pak spínány tranzistory tak, že vytvoří pulzní průběh napětí na svorkách motoru.

Stanovení výstupního napětí v matematickém modelu měniče vychází z okamžitých průběhů napětí při spínání tranzistorů. To je dáno porovnáváním tří referenčních - řídicích napětí  $u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$  s jediným pilovitým napětím  $u_p$  přiváděným z generátoru pily. V případě, že je řídicí napětí pro danou fázi (větev) větší než napětí pily, spíná horní spínač příslušné větve, v opačném případě spínač spodní.

$$\text{pokud } u_{ra} \geq u_p, \text{ pak } u_{a0} = \frac{U_d}{2}, \text{ jinak } u_{a0} = -\frac{U_d}{2}$$

$$\text{pokud } u_{rb} \geq u_p, \text{ pak } u_{b0} = \frac{U_d}{2}, \text{ jinak } u_{b0} = -\frac{U_d}{2}$$

$$\text{pokud } u_{rc} \geq u_p, \text{ pak } u_{c0} = \frac{U_d}{2}, \text{ jinak } u_{c0} = -\frac{U_d}{2}$$

Na základě těchto pomocných napětí  $u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}$  (majících význam napětí mezi příslušnou výstupní svorkou měniče a středem napětí  $U_d$  stejnosměrného meziobvodu) vypočteme okamžité hodnoty fázových napětí dle následujících vztahů a dále napětí  $u_\alpha$  a  $u_\beta$

$$u_a = \frac{2 \cdot u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}}{3} = u_\alpha \quad (2.25)$$

$$u_b = \frac{2 \cdot u_{b0} - u_{c0} - u_{a0}}{3} \quad (2.26)$$

$$u_c = \frac{2 \cdot u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}}{3} \quad (2.27)$$

$$u_\beta = \frac{u_b - u_c}{\sqrt{3}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{2 \cdot u_{b0} - u_{c0} - u_{a0} - 2 \cdot u_{c0} + u_{a0} + u_{b0}}{\sqrt{3}} = \frac{u_{b0} - u_{c0}}{\sqrt{3}} \quad (2.28)$$

Prostorový vektor napětí bude zaujímat 6 poloh (nenulových), navíc zde může dojít k nulovému vektoru ( $u_a = u_b = u_c = 0$ ), jestliže je současně sepnuta trojice spínačů, resp. diod 1-3-5 nebo 2-4-6.

#### 2.4. Simulační model vektorového řízení v prostředí MATLAB-SIMULINK

Simulační model regulace rychlosti asynchronního motoru v programu MATLAB-SIMULINK vychází z blokového schématu struktury, který je uveden v kapitole 2.2. *Obr.8.*

Jednotlivé bloky simulačního modelu jsou sestaveny na základě matematického vyjádření v předchozích kapitolách. Celý simulační model vektorového řízení asynchronního motoru je uveden v kapitole 2.6.1. na *Obr.23.* Parametrizace většiny bloků je prováděna pomocí masek funkčních bloků. Asynchronní motor je v simulačním modelu vyjádřen matematicky s využitím tokového modelu asynchronního motoru uvedeného v kapitole 1.2.6.

Simulační model má, na rozdíl od struktury uvedené v kapitole 2.2., pozměněný blok pro stanovení žádané hodnoty magnetizačního proudu  $i_m^*$ . Vychází z předpokladu konstantní hodnoty proudu v oblasti do jmenovitých otáček. Při překročení otáček nad jejich jmenovitou hodnotu, dojde k snižování magnetizačního proudu a tím k odbuzování motoru.

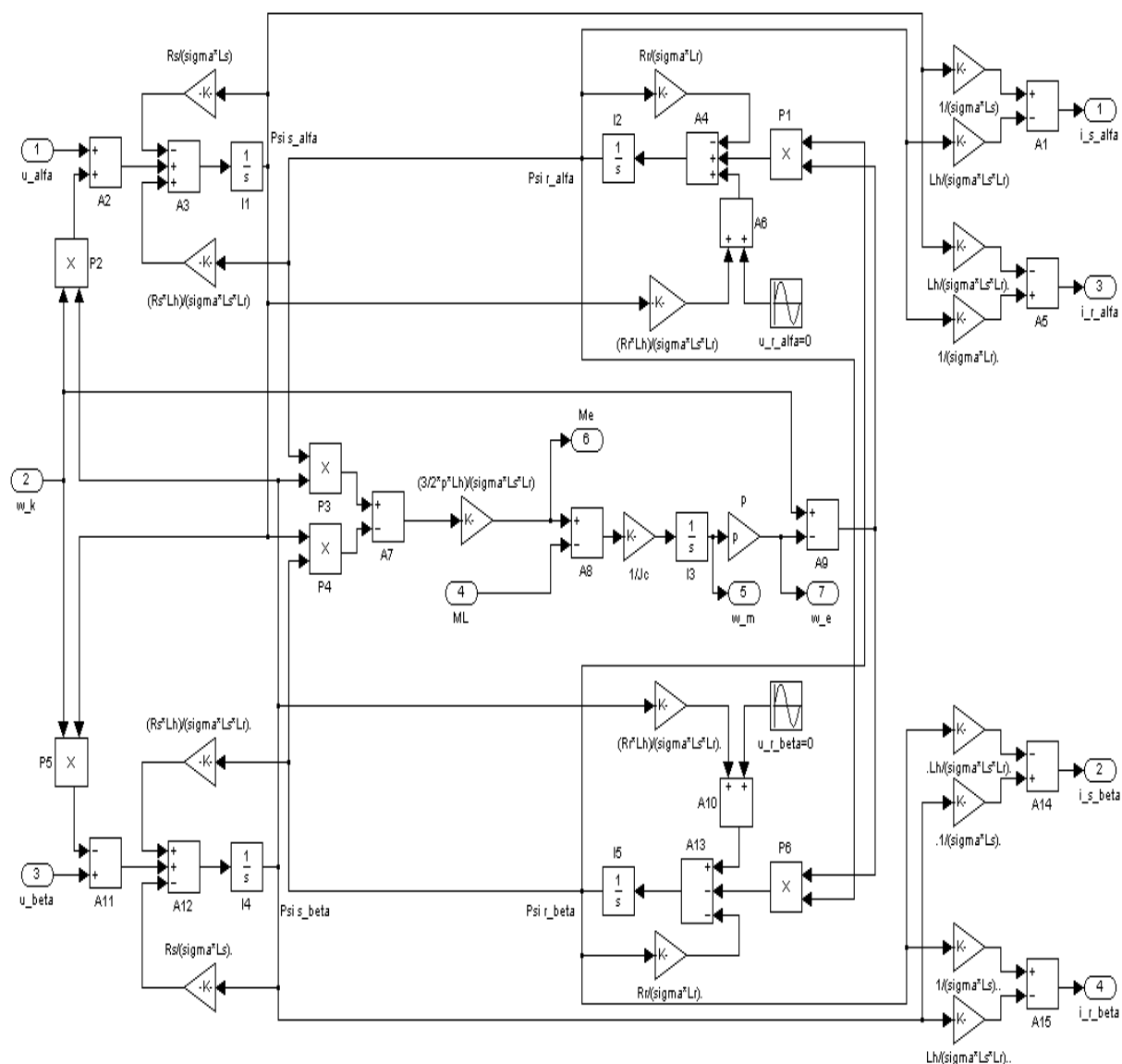
Blok vyhodnocení orientovaných veličin obsahuje navíc hodnotu úhlu  $\gamma$ , který je následně přiveden do bloku zrušení vazeb pro odváznění jednotlivých složek vektoru statorového proudu.

Model obsahuje pouze čtyři PI regulátory – otáček, magnetizačního proudu a regulátory proudu v osách  $x$ ,  $y$ .

Blok měniče kmitočtu je pak sestaven dle matematického vyjádření v kapitole 2.3.

### 2.4.1. Simulační model asynchronního motoru

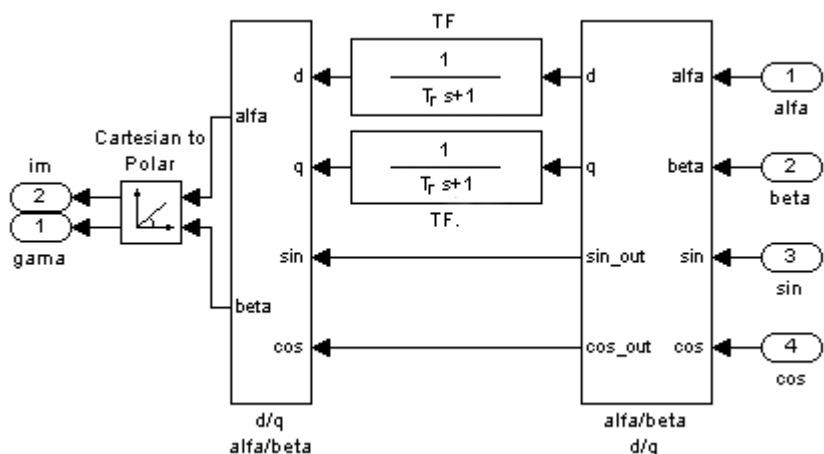
Sestavení simulačního modelu asynchronního motoru (**Obr.11.**) vychází z rovnic pro tokový model asynchronního motoru z kapitoly 1.2.6. Tento model je doplněn o výpočet statorových a rotorových proudů podle vztahů (1.48, 49). Základní parametry motoru – odpory vinutí statoru a rotoru, hlavní indukčnost, indukčnosti statoru a rotoru, počet polpárů a moment setrvačnosti, se zadávají pomocí masky. Hodnoty celkových indukčností statoru a rotoru se dodatečně dopočítávají v editoru masky.



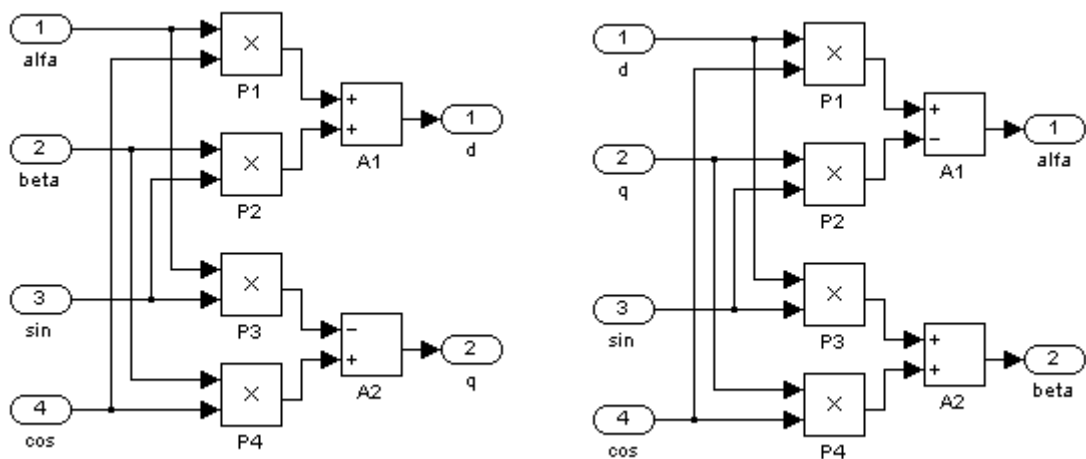
**Obr.11.** - Simulační model asynchronního motoru

## 2.4.2. Vyhodnocení orientovaných veličin

Simulační model (*Obr.12.*) využívá metodu proudového modelu (1.2.1, 2.2). Pomocí Parkovy transformace (*Obr.13a.*) jsou proudy natočeny do rotujícího souřadného systému, je aplikována rotorová časová konstanta a po zpětné transformaci pomocí inverzní Parkovy transformace (*Obr.13b.*) jsou převodem z kartézských souřadnic do polárních vyjádřeny hodnoty orientovaných veličin – magnetizační proud  $i_m$  a úhel  $\gamma$ .



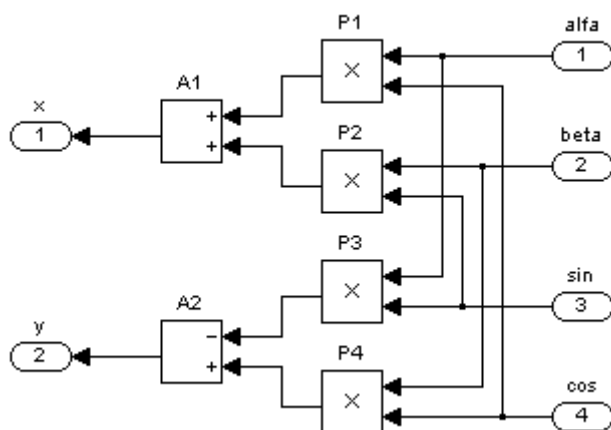
*Obr.12. - Simulační model vyhodnocení orientovaných veličin*



*Obr.13. - Simulační modely Parkovy a inverzní Parkovy transformace v bloku vyhodnocení orientovaných veličin*

### 2.4.3. Vektorové natočení BVN1

Simulační model (*Obr.14.*) provádí natočení složek statorových proudů ze systému statorových souřadnic  $\alpha, \beta$  do systému orientovaných souřadnic  $x, y$  pomocí sinu a cosinu úhlu  $\gamma$ , který je přiveden z bloku vyhodnocení orientovaných veličin.



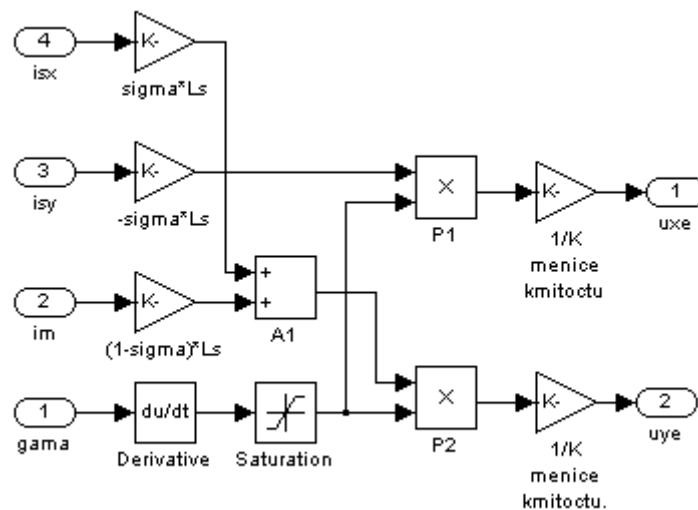
*Obr.14. - Simulační model bloku vektorového natočení veličin  $\alpha, \beta$  do  $x, y$*

### 2.4.4. Zrušení vazeb

Signály potřebné pro zrušení vazeb jednotlivých složek vektoru statorového proudu zajišťuje blok zrušení vazeb (*Obr.15.*). Na vstup bloku jsou přivedeny signály proudů  $i_{sx}$  a  $i_{sy}$  v systému orientovaných souřadnic  $x, y$ , které se získávají z bloku vektorového natočení 1. Magnetizační proud  $i_m$  a úhel  $\gamma$  se získávají z bloku vyhodnocení orientovaných veličin. Po aplikování vztahů (2.1-3) získáme na výstupu bloku napětí, které představují úbytek napětí na rozptylové reaktanci statoru  $u_{xe}$  a rotační napětí vznikající otáčením rotoru  $u_{ye}$ .

Parametry indukčností statoru, rotoru a hlavní indukčnost, fázové napětí a napětí pily, potřebné pro výpočet celkových indukčností a zesílení měniče kmitočtu, se zadávají pomocí masky bloku.

Za derivátor je umístěn blok omezení, který má za úlohu ořezat nežádoucí špičky vznikající při derivaci signálu úhlu  $\gamma$ , který slouží pro výpočet úhlové rychlosti magnetizačního proudu  $i_m$ .



**Obr.15.** - Simulační model bloku zrušení vazeb

#### 2.4.5. Simulační modely regulátorů

PI regulátory (**Obr.16.** a **17.**) vychází z modelu uvedeném v [3]. Použití PI regulátorů v obvodech elektronických systémů je spojeno v drtivé většině aplikací s tím, že regulátor pracuje v určitých pásmech na omezení. Protože nestačí pouze omezit výstupní signál (vnitřní integrace by pokračovala dále, což by mělo negativní vliv na přechodné děje, např. při eventuální změně znaménka žádané hodnoty), provede se spolu s omezením výstupu i omezení integrační složky a to tím způsobem, že v okamžiku omezení výstupu celého regulátoru dojde k přepnutí vstupu integrátoru na nulu, což způsobí, že na jeho výstupu bude konstantní hodnota (dojde k zastavení integrování) a to až do okamžiku, kdy omezení na výstupu celého regulátoru pomine (při snížení regulační odchylky).

Parametry zesílení, integračních časových konstant a omezení integrační složky, společně s omezením výstupního signálu, se u všech regulátorů zadávají, tak jako v předchozích případech, pomocí masky funkčního bloku.

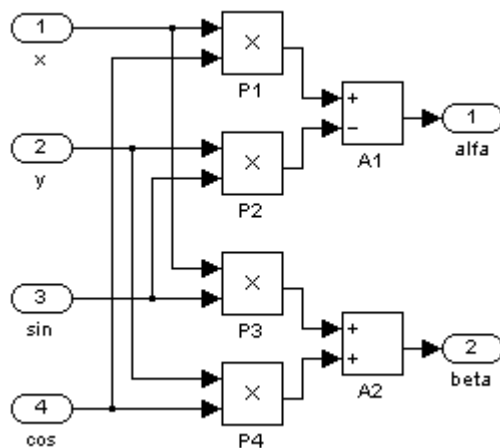
Simulační model regulátoru otáček  $\omega_m$  je shodný s regulátorem magnetizačního proudu  $i_m$ .

Obdobně model regulátoru proudu v ose  $x$  je totožný s regulátorem proudu v ose  $y$ . Tyto dva regulátory proudu mají, oproti regulátoru otáček, resp. magnetizačního proudu, navíc zavedenou poruchovou veličinu ve formě napětí  $u_{xe}$  a  $u_{ye}$ , která slouží k zrušení vzájemných vazeb složek vektoru proudu.



### 2.4.7. Vektorové natočení BVN2

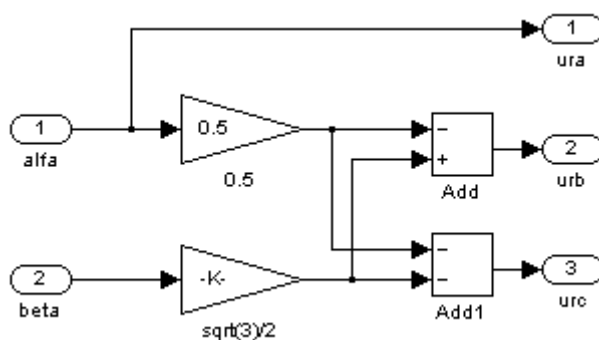
Tento blok využívá inverzní Parkovu transformaci popsanou v kapitole 1.4.4.2. a slouží k vypočtení řídicích veličin  $u_\alpha$  a  $u_\beta$  pomocí orientujících veličin  $\sin \gamma$ ,  $\cos \gamma$ , které jsou dále zpracovávány v bloku transformace T2/3.



*Obr.18. - Simulační model bloku vektorového natočení veličin  $x, y$  do  $\alpha, \beta$*

### 2.4.8. Transformace 2/3

Pro stanovení řídicích napětí  $u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$ , které slouží jako vstup měniče kmitočtu, je použita inverzní Clarkova transformace 2/3. Transformací řídicích veličin  $u_\alpha$  a  $u_\beta$  získáme na výstupu bloku požadované řídicí napětí  $u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$ .



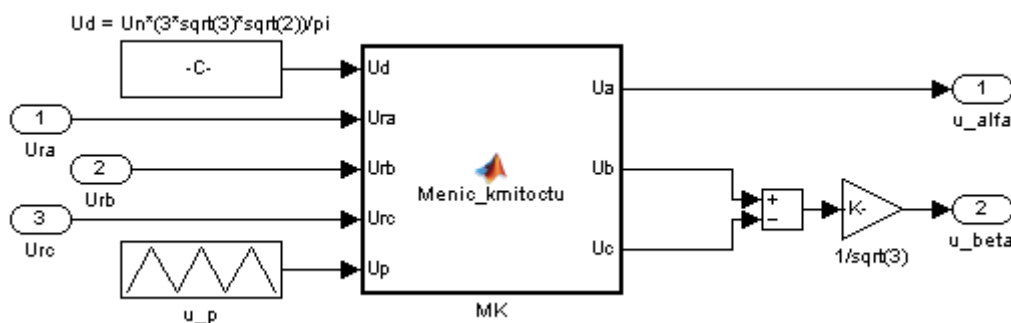
*Obr.19. - Simulační model inverzní Clarkovy transformace 2/3*



### 2.4.9. Model PWM a měniče kmitočtu

Simulační model napěťového střídače s PWM je sestaven podle vztahů z kapitoly 2.3. Model se parametrizuje pomocí masky, kde se zadává hodnota spínací frekvence, fázového napětí a napětí pily. Na vstup měniče kmitočtu se přivádí společně se třemi řídicími napětími  $u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}$ , napětí v meziobvodu  $U_d$  a napětí pily  $u_p$ .

Výstupní napětí z měniče kmitočtu [MK] je generováno pomocí funkce a programového kódu (příloha č. 3) a dále transformováno pomocí Clarkovy transformace 3/2 na výstupní napětí  $u_\alpha, u_\beta$  celého modelu měniče kmitočtu.



**Obr.20.** - Simulační model měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

### 2.5. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů

Pro simulační model dvoumotorového pohonu vyvstává otázka, jakým způsobem simulační modely vzájemně propojit. Jestli jsou propojeny pružnou nebo pevnou vazbou. Jakým způsobem bude provedena samotná simulace vektorového řízení. Z principu vektorového řízení je patrné, že je potřeba získat informace o statorovém proudu a otáčkách motoru. Nabízí se několik variant propojení a řízení dvoumotorového pohonu.

V této práci je zvolen způsob, kdy jsou motory vzájemně propojeny pevnou vazbou, otáčky obou motorů budou teda shodné.

Pro řízení dvoumotorového pohonu byly ověřeny možnosti regulovaného pohonu pomocí struktur s jedním měničem kmitočtu a se dvěma měniči kmitočtu.

V první variantě, s jedním měničem, byly provedeny simulace s ohledem na satorové proudy:

- s měřením satorového proudu motoru M1
- s měřením satorového proudu motoru M2
- s měřením součtu satorových proudů motorů M1+M2

První dvě simulace představují případ řízení „master-slave“. Regulační smyčka je nastavena pro konkrétní motor a pracuje na základě informací měřených veličin jednoho z motorů – „master“. Druhý motor, „slave“, je pouze připojen paralelně k motoru, který je „master“, ještě před měřením satorových proudů. Zkoumáme chování regulace, rozdělení momentů a jednotlivých proudů motorů. Třetí případ vznáší otázku, jakým způsobem nastavit regulační smyčku. Opět by se našlo několik způsobů. U parametrů zesílení a časových konstant jednotlivých PI regulátorů a rotorové časové konstanty byla zvolena metoda aritmetického průměru jednotlivých parametrů pro samostatnou regulaci motorů M1 a M2. V ostatních případech je proveden součet jednotlivých parametrů.

V druhé variantě, se dvěma měniči kmitočtu, byly provedeny simulace při shodném a rozdílném zadání žádaného proudu  $i_{sy}$ , kdy byla žádaná hodnota ve druhém případě upravena na základě jmenovitých hodnot momentu jednotlivých motorů. Parametry samostatných regulačních struktur jsou nastaveny pro každý pohon zvlášť.

Pro vzájemné porovnání byly v této práci vytvořeny následující struktury dvoumotorového pohonu s asynchronním motorem, které byly zatěžovány součtem jmenovitých momentů obou motorů:

- Simulační model napájený harmonickým napětím
- Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím hodnot satorových proudů motoru M1
- Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím hodnot satorových proudů motoru M2
- Simulační model vektorového řízení s jedním měničem a použitím součtu hodnot satorových proudů motorů M1+M2

- Simulační průběhy vektorového řízení s dvěma měniči a symetrickým zadáním žádaného proudu  $i_{sy}$
- Simulační průběhy vektorového řízení s dvěma měniči a nesymetrickým zadáním žádaného proudu  $i_{sy}$

## 2.6. Sestavení dvoumotorového simulačního modelu

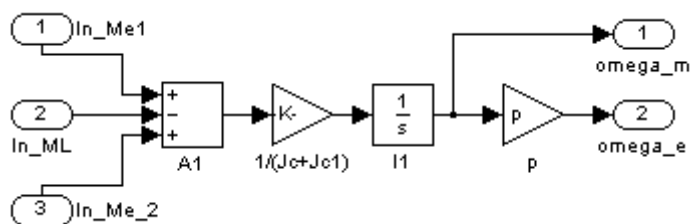
Simulační model vychází z tokového modelu asynchronního motoru popsaného v kapitole 1.2.6. Uvedený model reprezentuje jeden motor, je potřeba provést úpravu – připojit druhý motor. Jak již bylo uvedeno v předchozí kapitole, motory jsou propojeny pevnou vazbou. Spojení dvou motorů vychází z pohybové rovnice asynchronního motoru (1.46).

Upravený vztah, který reprezentuje tuhé spojení, pak má výsledný tvar

$$(M_{eM1} + M_{eM2}) - M_L = (J_{cM1} + J_{cM2}) \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.30)$$

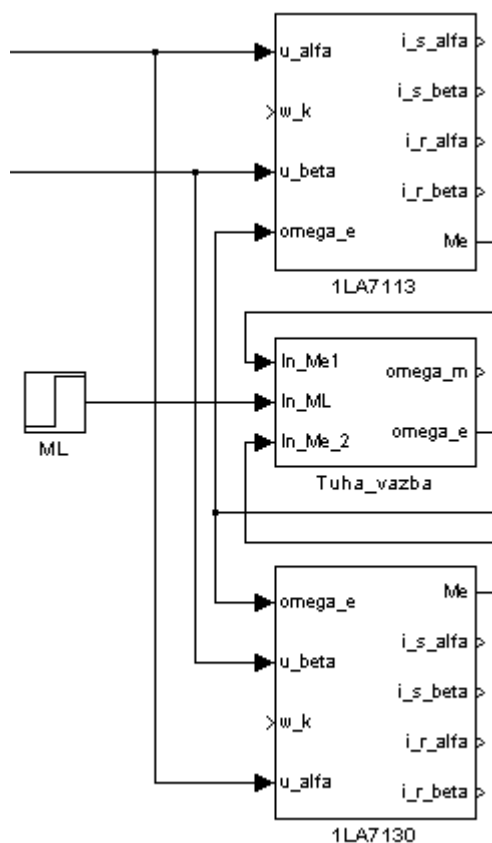
kde  $M_{eM1}$  je elektromagnetický moment motoru M1,  $M_{eM2}$  elektromagnetický moment motoru M2,  $J_{cM1}$  moment setrvačnosti motoru M1 a  $J_{cM2}$  moment setrvačnosti motoru M2.  $\omega_m$  představuje výsledné otáčky dvoumotorového spojení M1+M2.

Simulační model, který je označen jako Tuhá vazba, zobrazuje **Obr.21**.



**Obr.21.** - Simulační model bloku tuhé vazby

Z výsledného tvaru je patrné, že je potřeba z modelu motoru vypustit příslušnou část pohybové rovnice. Modely motorů proto budou obsahovat na výstupu místo otáček elektromagnetický moment  $M_e$  a vstup se rozšíří o port pro zpětné přivedení signálu otáček  $\omega_e$  (**Obr.22.** ).



**Obr.22.** - Tuhá vazba dvoumotorového pohonu

### 2.6.1. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů napájený jedním měničem kmitočtu

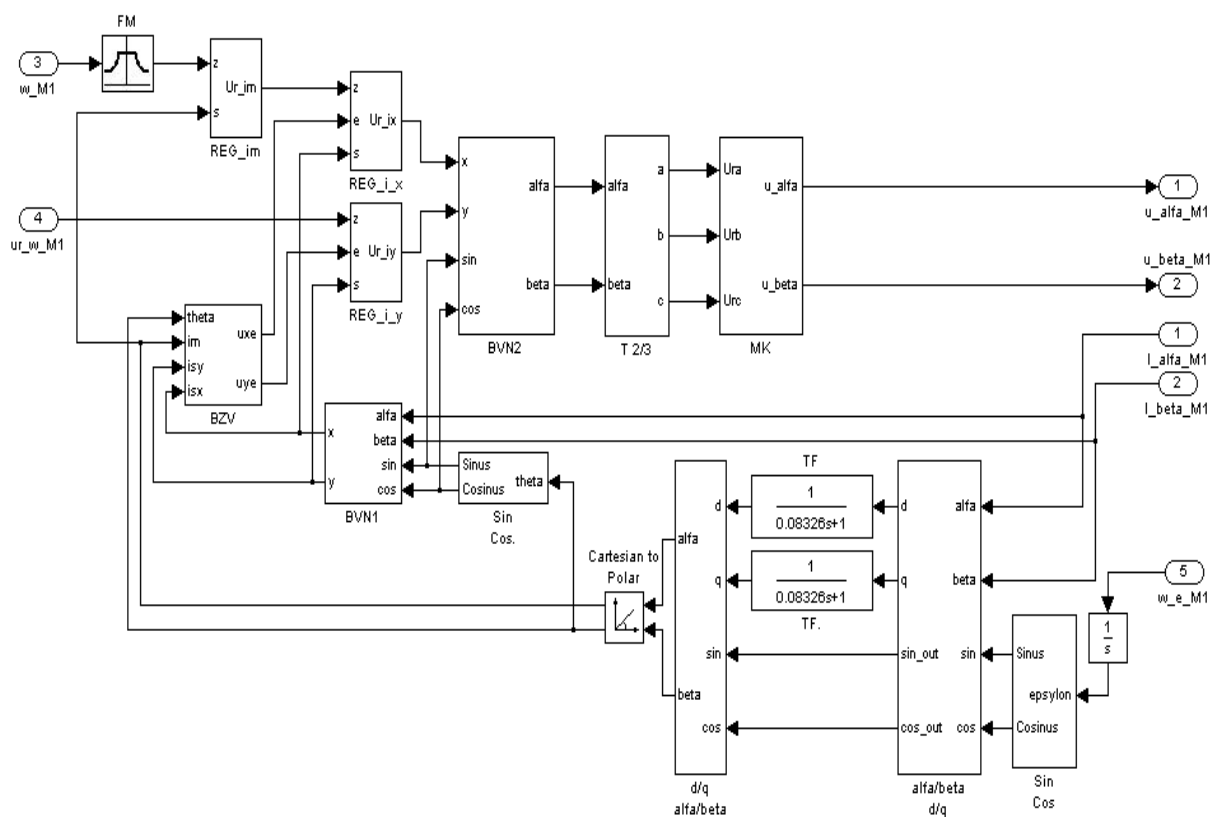
Na **Obr.23.** je zobrazen simulační model dvoumotorového pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů napájený jedním měničem kmitočtu.

Parametr úhlových otáček v bloku funkčního měniče je nastaven na 1/3 hodnoty jmenovitých otáček příslušného motoru. Zadávaní žádaných otáček je řešeno samostatným blokem, který nastavuje hodnotu žádaných otáček s použitím rozběhové rampy. Jednotlivé parametry, žádané otáčky, rozběhový čas rampy a zpoždění startu, se zadávají pomocí masky. Struktura bloku žádaných otáček je na **Obr.24.**



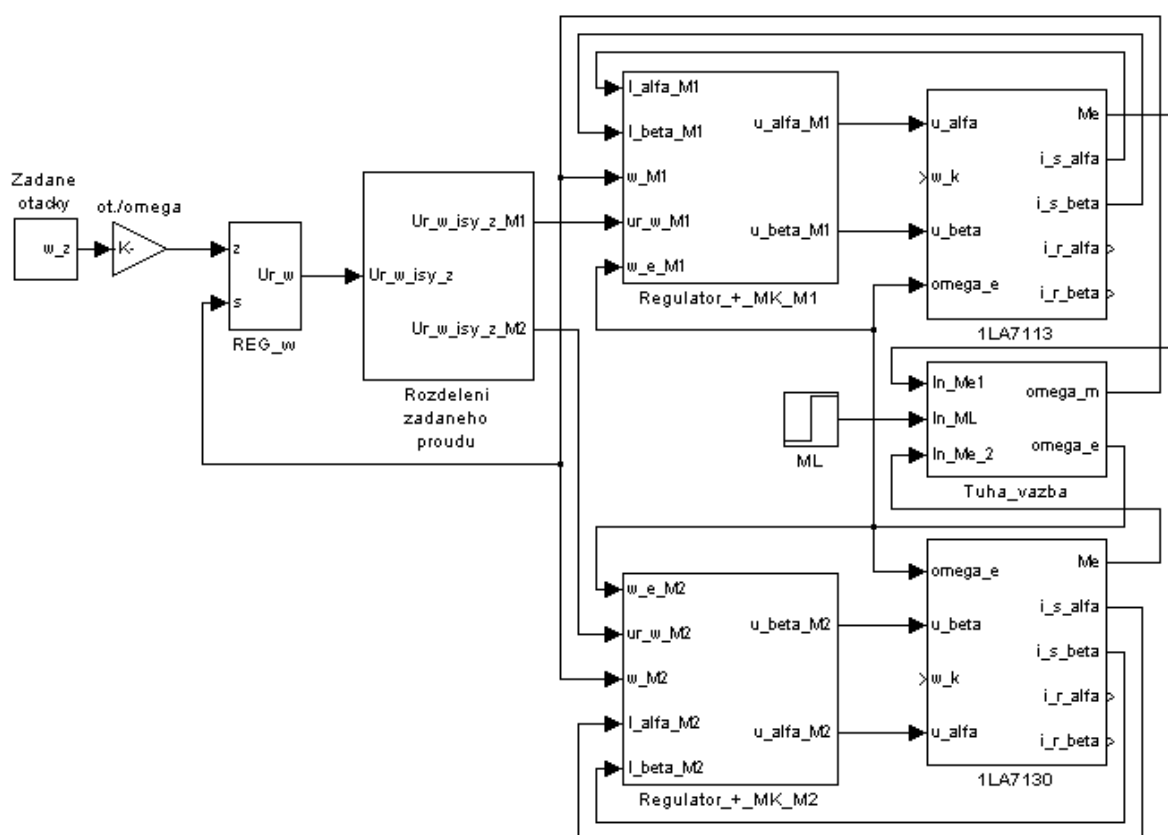
### 2.6.2. Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů napájený dvěma měniči kmitočtu

Model vychází z upravené struktury uvedené v kapitole 2.6.1. Je sestaven ze dvou samostatných regulačních struktur podle **Obr.26**. Každý s těchto bloků (**Obr.25**.) obsahuje všechny PI regulátory, funkční měnič, bloky vektorového natočení, zrušení vzájemné vazby, vyhodnocení orientovaných veličin, jednotlivé transformace a měnič kmitočtu, který napájí jednotlivý model asynchronního motoru spojených vzájemně tuhovou vazbou. Parametry samostatných struktur jsou nastaveny podle kapitol 2.7.1. a 2.7.2. pro každý pohon zvlášť.



**Obr.25.** - Simulační model samostatné regulační struktury a měniče kmitočtu

Obě samostatné regulační struktury mají společný blok PI regulátoru otáček. Parametry tohoto bloku jsou nastaveny podle kapitoly 2.7.3. Za tímto regulátorem je blok reprezentující rozdělení žádaného proudu  $i_{sy}$ . Funkce a parametry tohoto bloku jsou závislé na způsobu provedené simulace.



*Obr.26. - Simulační model dvoumotorového pohonu s dvěma měniči kmitočtu*

## 2.7. Parametry regulační struktury simulačního modelu

Jednotlivé parametry regulačních struktur simulačního modelu jsou vypočteny na základě vztahů z kapitoly 2.1. a použitím parametrů motorů uvedených v **příloze č. 1**. Zatěžovací moment představuje součet jmenovitých momentů jednotlivých motorů. Parametry PI regulátorů byly experimentálně mírně doladěny při simulaci samostatných pohonů jednotlivých motorů.

### 2.7.1. Asynchronní motor M1 – 1LA7 113-4AA6

Rotorová časová konstanta motoru M1

$$T_{r1} = \frac{L_{r1}}{R_{r1}} = \frac{0,1537}{1,846} = 0,08326s \quad (2.31)$$

Úhlové otáčky motoru M1

$$\omega_{m1} = n_n \cdot \frac{\pi}{30} = 1440 \cdot \frac{\pi}{30} = 150,8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (2.32)$$

Magnetizační proud motoru M1

$$I_{mn1} = I_{n1} \cdot \sin(\arccos(\cos \varphi_1)) = 8,2 \cdot \sin(\arccos(0,83)) = 4,57 \text{ A} \quad (2.33)$$

Omezení regulátoru  $R_{im1}$

$$I_{m\ om1} = I_{mn1} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 9,69 \text{ A} \quad (2.34)$$

Omezení regulátoru  $R_{\omega1}$

$$I_{\omega om1} = I_{n1} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 8,2 \cdot 0,83 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 14,44 \text{ A} \quad (2.35)$$

Omezení regulátorů  $R_{isy1}$ ,  $R_{isx1}$

$$U_{rsiy\ om1} = 10 \cdot \cos \varphi_1 = 8,3 \text{ V} \quad (2.36)$$

$$U_{rsix\ om1} = 10 \cdot \sin(\arccos(\cos \varphi_1)) = 5,58 \text{ V} \quad (2.37)$$

**Tab.2** – Tabulka parametrů regulátorů struktury regulace motoru M1

	$R_{\omega}$	$R_{im}$	$R_{isy}$	$R_{isx}$
<b>K</b>	20	156	10	10
<b>T<sub>I</sub></b>	0,0011	0,0833	0,0061	0,0061
<b>Omezení</b>	14,44 A	9,69 A	8,3 V	5,58 V



### 2.7.2. Asynchronní motor M2 – 1LA7 130-4AA6

Rotorová časová konstanta motoru M2

$$T_{r2} = \frac{L_{r2}}{R_{r2}} = \frac{0,114284}{1,057} = 0,10812 \text{ s} \quad (2.38)$$

Úhlové otáčky motoru M2

$$\omega_{m2} = n_{n2} \cdot \frac{\pi}{30} = 1455 \cdot \frac{\pi}{30} = 152,37 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (2.39)$$

Magnetizační proud M2

$$I_{mn2} = I_{n2} \cdot \sin(\arccos(\cos \varphi_2)) = 11,4 \cdot \sin(\arccos(0,81)) = 6,69 \text{ A} \quad (2.40)$$

Omezení regulátoru  $R_{im2}$

$$I_{m\ om2} = I_{mn2} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 14,19 \text{ A} \quad (2.41)$$

Omezení regulátoru  $R_{\omega2}$

$$I_{\omega\ om2} = I_{n2} \cdot \cos \varphi_2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 11,4 \cdot 0,81 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 19,59 \text{ A} \quad (2.42)$$

Omezení regulátorů  $R_{isy2}$ ,  $R_{isx2}$

$$U_{rsiy\ om2} = 10 \cdot \cos \varphi_2 = 8,1 \text{ V} \quad (2.43)$$

$$U_{rsix\ om2} = 10 \cdot \sin(\arccos(\cos \varphi_2)) = 5,86 \text{ V} \quad (2.44)$$

**Tab.3** – Tabulka parametrů regulátorů struktury regulace motoru M2

	$R_{\omega}$	$R_{im}$	$R_{isy}$	$R_{isx}$
$K$	22	202	8	8
$T_I$	0,0011	0,1081	0,0073	0,0073
<b>Omezení</b>	19,59 A	14,19 A	8,1 V	5,86 V

### 2.7.3. Parametry regulátorů simulačního modelu dvoumotorového pohonu

Parametry regulace dvoumotorového pohonu s vektorovým řízením jsou upraveny jako aritmetický průměr parametrů regulací jednotlivých motorů M1 a M2 uvedených v kapitolách **2.7.1.** a **2.7.2.**

Nastavení jmenovitého magnetizačního proudu  $i_{mn}$  ve funkčním měniči a omezení PI regulátorů  $R_{\omega}$  a  $R_{im}$  je provedeno součtem příslušných parametrů.

Rotorová časová konstanta

$$T_r = \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2} = 0,09569 \text{ s} \quad (2.45)$$

Úhlové otáčky

$$\omega_m = \frac{\omega_{m1} + \omega_{m2}}{2} = 151,56 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (2.46)$$

Magnetizační proud

$$I_{mn} = I_{mn1} + I_{mn2} = 11,26 \text{ A} \quad (2.47)$$

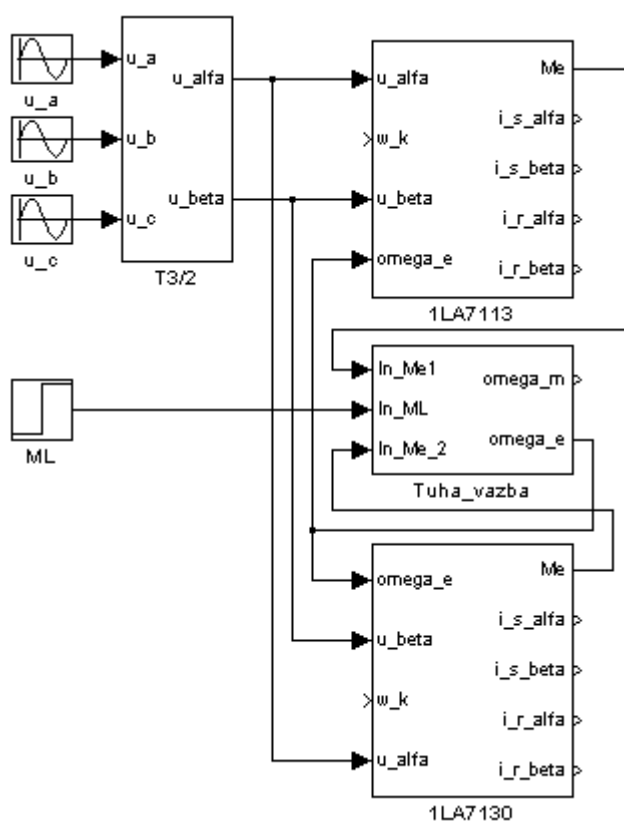
**Tab.4** – Tabulka parametrů regulátorů struktury regulace  
dvoumotorového regulovaného pohonu

	$R_{\omega}$	$R_{im}$	$R_{isy}$	$R_{isx}$
$K$	21	179	9	9
$T_I$	0,0011	0,0957	0,0067	0,0067
<b>Omezení</b>	34,03 A	31,85 A	8,2 V	5,72 V

## 2.8. Simulační modely regulace rychlosti asynchronního motoru

### 2.8.1. Simulační model napájený harmonickým napětím

Pomocí modelu dvoumotorového pohonu s tuhou vazbou z kapitoly 2.6., ke kterému byl připojen zdroj harmonického napětí, byl vytvořen simulační model dvoumotorového pohonu napájený harmonickým napětím.



**Obr.27.** - Simulační model dvoumotorového regulovaného pohonu s harmonickým napájením

### **2.8.2. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem kmitočtu a použitím hodnot statorových proudů motoru M1**

Model vychází ze struktury podle kapitoly 2.6.1. *Obr. 23.* V uvedeném modelu je zrušeno příslušné spojení signálů statorových proudů motoru M2, na obrázku uvedeného jako 1LA7130. Jednotlivé parametry regulační struktury jsou nastaveny podle kapitoly 2.7.1.

### **2.8.3. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem kmitočtu a použitím hodnot statorových proudů motoru M2**

Model vychází ze struktury podle kapitoly 2.6.1. *Obr. 23.* V uvedeném modelu je zrušeno příslušné spojení signálů statorových proudů motoru M1, na obrázku uvedeného jako 1LA7113. Jednotlivé parametry regulační struktury jsou nastaveny podle kapitoly 2.7.2.

### **2.8.4. Simulační model vektorového řízení s jedním měničem kmitočtu a použitím součtu hodnot statorových proudů motorů M1+M2**

Model vychází ze struktury podle kapitoly 2.6.1. *Obr. 23.* V uvedeném modelu jsou signály statorových proudů motorů M1 a M2 před dalším zpracováním společně sečteny. Jednotlivé parametry regulační struktury jsou nastaveny podle kapitoly 2.7.3.

### **2.8.5. Simulační model vektorového řízení s dvěma měniči kmitočtu a symetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$**

Tento model využívá pro napájení jednotlivých motorů samostatný měnič kmitočtu společně s příslušnou regulační strukturou podle kapitoly 2.6.2. *Obr.26.* Společným blokem je pouze PI regulátor otáček a blok pro zadávání žádaných otáček. Žádaná hodnota proudu  $i_{sy}$ , který představuje žádané otáčky, je shodně přivedena na jednotlivé vstupy samostatných regulačních obvodů. Pro tento případ platí vztah

$$i_{sy\_z} = i_{sy1\_z} = i_{sy2\_z} \quad (2.48)$$

Parametry struktury s motorem M1 jsou nastaveny podle kapitoly 2.7.1., s motorem M2 podle kapitoly 2.7.2. a PI regulátor otáček podle kapitoly 2.7.3.

### 2.8.6. Simulační model vektorového řízení s dvěma měniči kmitočtu a nesymetrickým zadáním žádaného proudu $i_{sy}$

Obdobně jako v předchozí kapitole, také tento model využívá pro napájení jednotlivých motorů samostatný měnič kmitočtu společně s příslušnou regulační strukturou podle kapitoly 2.6.2. **Obr.26.** Společným blokem je pouze PI regulátor otáček a blok pro zadávání žádaných otáček. Žádaná hodnota proudu  $i_{sy}$ , který představuje žádané otáčky, je přivedena na jednotlivé vstupy samostatných regulačních obvodů přes blok Rozdělení žádaného proudu, který má za úlohu upravit výstupní hodnoty v poměru podle jmenovitých hodnot momentů a budících toků jednotlivých motorů.

Výchozí vztahy pro jednotlivé momenty, proudy a budící toky

$$i_{sy\_z\_M1} + i_{sy\_z\_M2} = 2 \cdot i_{sy\_z} \quad (2.49)$$

$$\frac{M_{n1}}{M_{n2}} = \frac{i_{sy\_z\_M1}}{i_{sy\_z\_M2}} = \frac{\Psi_{n1}}{\Psi_{n2}} \Rightarrow m_{12} = \frac{i_{sy\_z\_M1}}{i_{sy\_z\_M2}} = \Psi_{12} \quad (2.50)$$

$m_{12}$  a  $\Psi_{12}$  jsou konstanty, po úpravě rovnic získáme vztah pro žádaný proud  $i_{sy\_M1}$  regulátoru motoru M1.

Pro  $i_{sy\_z\_M1}$  pak platí

$$\frac{i_{sy\_z\_M1}}{2 \cdot i_{y\_z} - i_{sy\_z\_M1}} = \frac{m_{12}}{\Psi_{12}} \quad (2.51)$$

$$i_{sy\_z\_M1} = \frac{m_{12}}{\Psi_{12}} \cdot (2 \cdot i_{y\_z} - i_{sy\_z\_M1}) \quad (2.52)$$

$$i_{sy\_z\_M1} \left( 1 + \frac{m_{12}}{\Psi_{12}} \right) = 2 \cdot \frac{m_{12}}{\Psi_{12}} \cdot i_{y\_z} \quad (2.53)$$

$$i_{sy\_z\_M1} = \frac{2 \cdot \frac{m_{12}}{\Psi_{12}}}{1 + \frac{m_{12}}{\Psi_{12}}} \cdot i_{y\_z} \quad (2.54)$$

$$\text{Obdobně pro } i_{sy\_z\_M2} \quad i_{sy\_z\_M1} + i_{sy\_z\_M2} = 2 \cdot i_{sy\_z} \quad (2.55)$$

$$\frac{M_{n2}}{M_{n1}} = \frac{i_{sy\_z\_M2}}{i_{sy\_z\_M1}} = \frac{\Psi_{n2}}{\Psi_{n1}} \Rightarrow m_{21} = \frac{i_{sy\_z\_M2}}{i_{sy\_z\_M1}} = \Psi_{21} \quad (2.56)$$

$m_{21}$  a  $\Psi_{21}$  jsou konstanty, po úpravě rovnic získáme vztah pro žádaný proud  $i_{sy\_M2}$  regulátoru motoru M2.

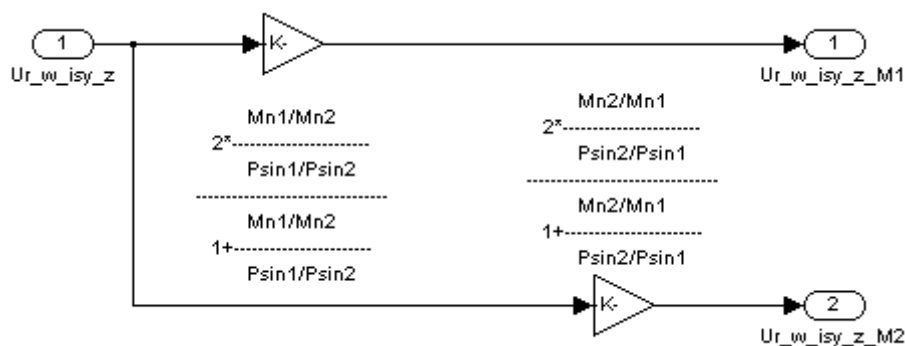
$$\frac{i_{sy\_z\_M2}}{2 \cdot i_{y\_z} - i_{sy\_z\_M2}} = \frac{m_{21}}{\Psi_{21}} \quad (2.57)$$

$$i_{sy\_z\_M2} = \frac{m_{21}}{\Psi_{21}} \cdot (2 \cdot i_{y\_z} - i_{sy\_z\_M2}) \quad (2.58)$$

$$i_{sy\_z\_M2} \cdot \left(1 + \frac{m_{21}}{\Psi_{21}}\right) = 2 \cdot \frac{m_{21}}{\Psi_{21}} \cdot i_{y\_z} \quad (2.59)$$

$$i_{sy\_z\_M2} = \frac{2 \cdot \frac{m_{21}}{\Psi_{21}}}{1 + \frac{m_{21}}{\Psi_{21}}} \cdot i_{y\_z} \quad (2.60)$$

Výsledné vztahy (2.54,60) jsou následně použity v bloku Rozdělení žádaného proudu.



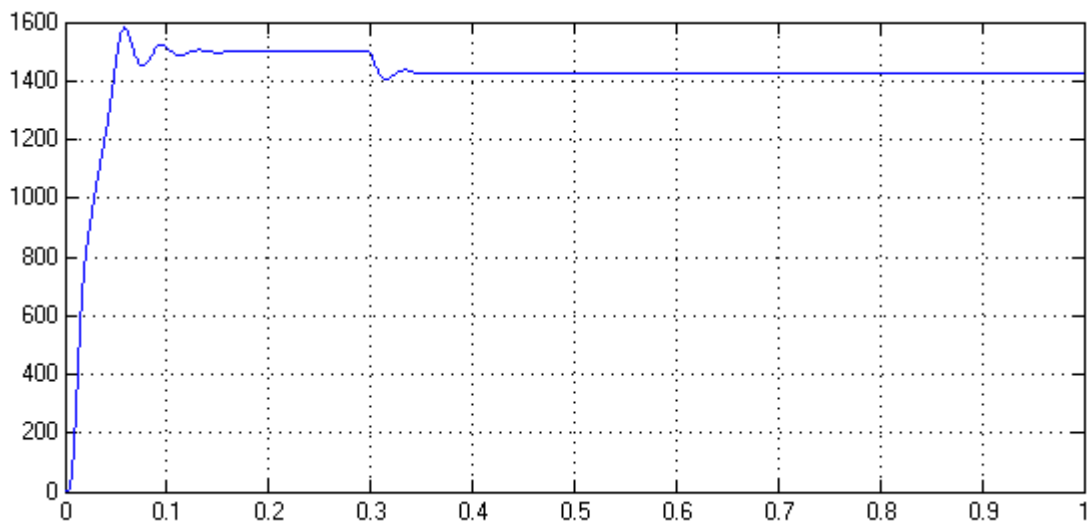
**Obr.28.** - Simulační model bloku rozdělení žádaného proudu

Parametry struktur v tomto modelu jsou nastaveny stejným způsobem jako v kapitole 2.8.5.

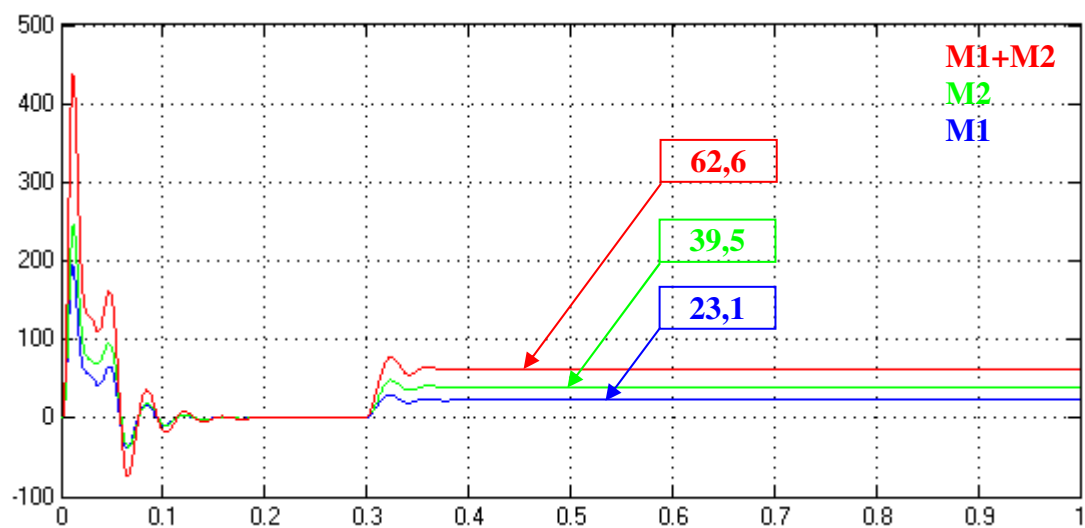
### 3. Simulační ověření vlastností dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením asynchronních motorů

Zadání  $n_z = 800 \text{ ot.min}^{-1}$ ,  $M_L = 62,6 \text{ Nm}$

#### 3.1. Simulační průběhy dle kap. 2.8.1. při napájení harmonickým napětím

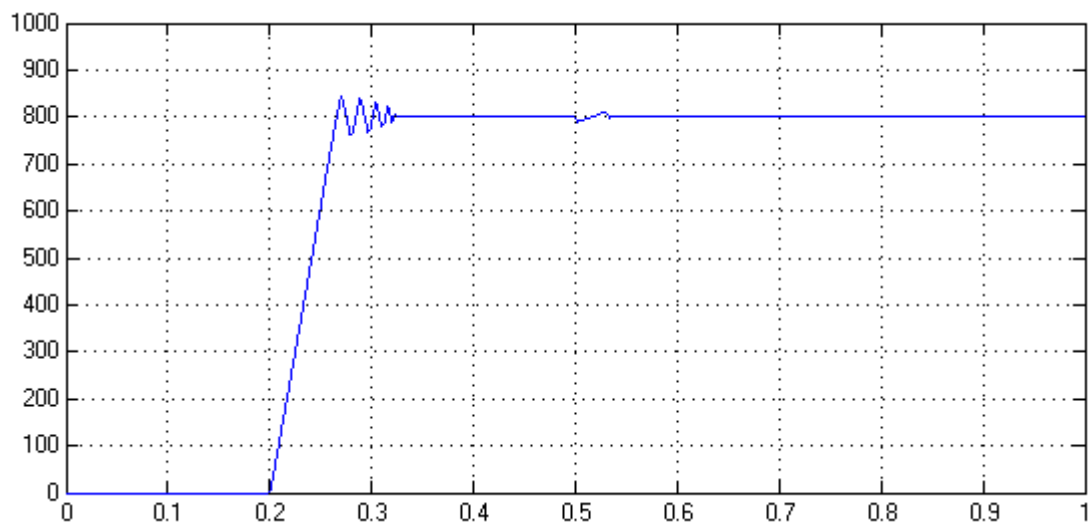


Obr.29. - Průběh otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min}^{-1}$ , s] při harmonickém napájení

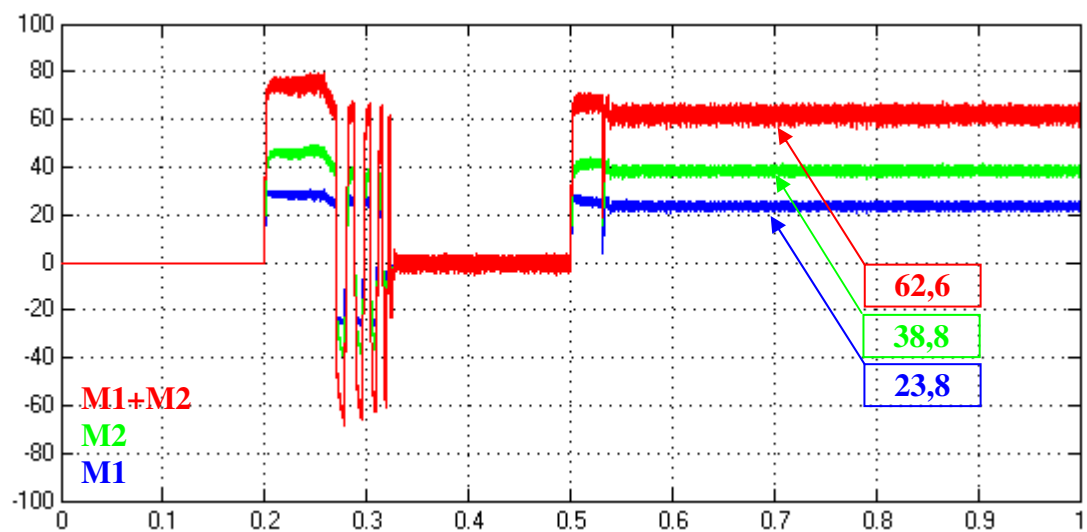


Obr.30. - Průběh momentů motorů  $M1$ ,  $M2$  a  $M1+M2$ ,  $M_e = f(t)$  [Nm, s] při harmonickém napájení

### 3.2. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.2. s jedním měničem a použitím hodnot satorových proudů motoru M1

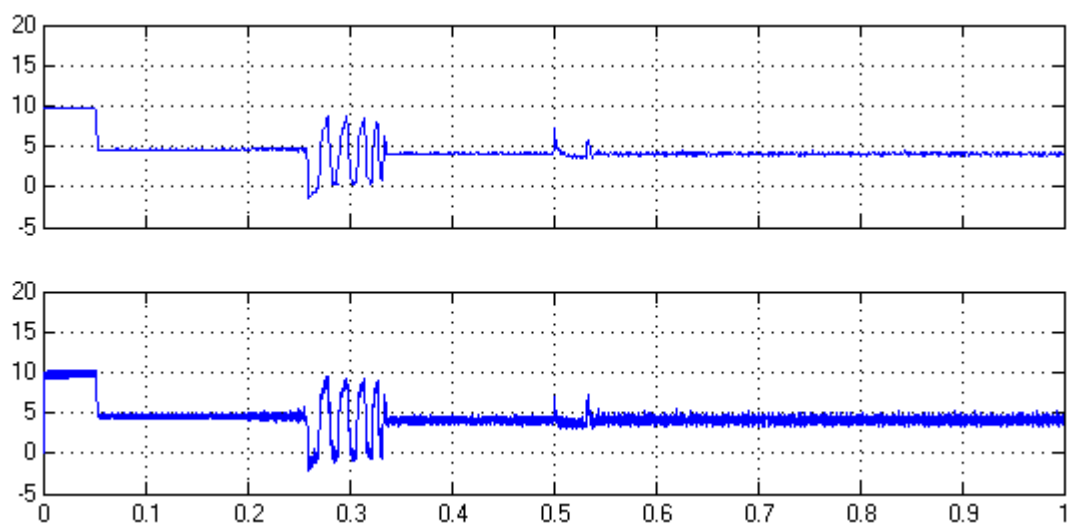


Obr.31. - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ot.min.<sup>-1</sup>, s]

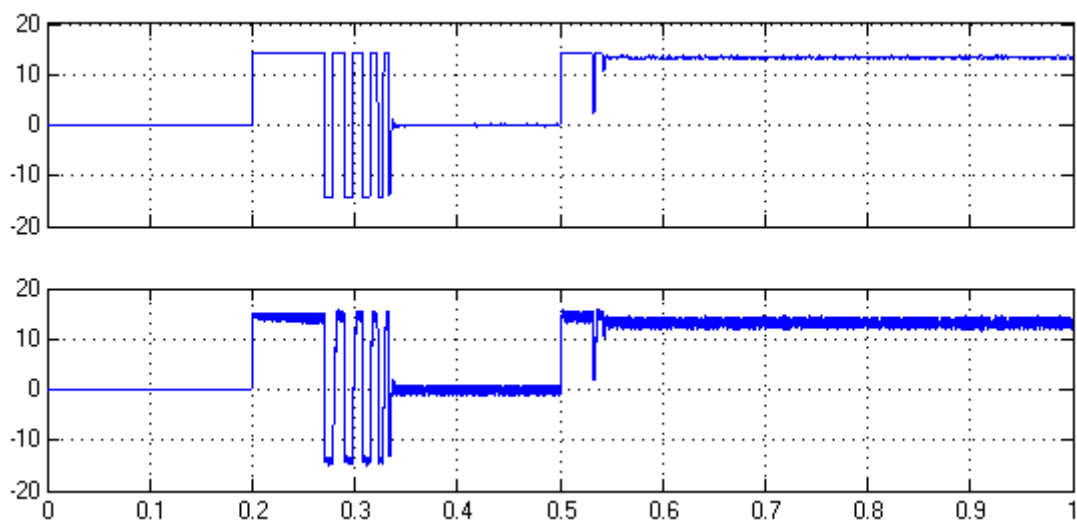


Obr.32. - Průběh momentů motorů M1, M2 a M1+M2,  $M_e = f(t)$  [Nm, s]





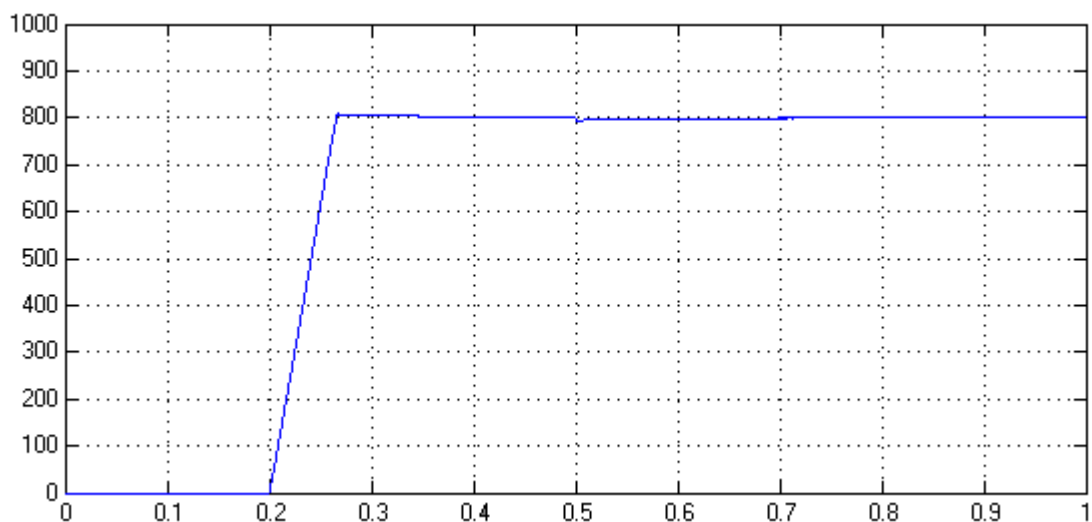
**Obr.33.** - Průběh žádaného a skutečného budicího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose  $x$



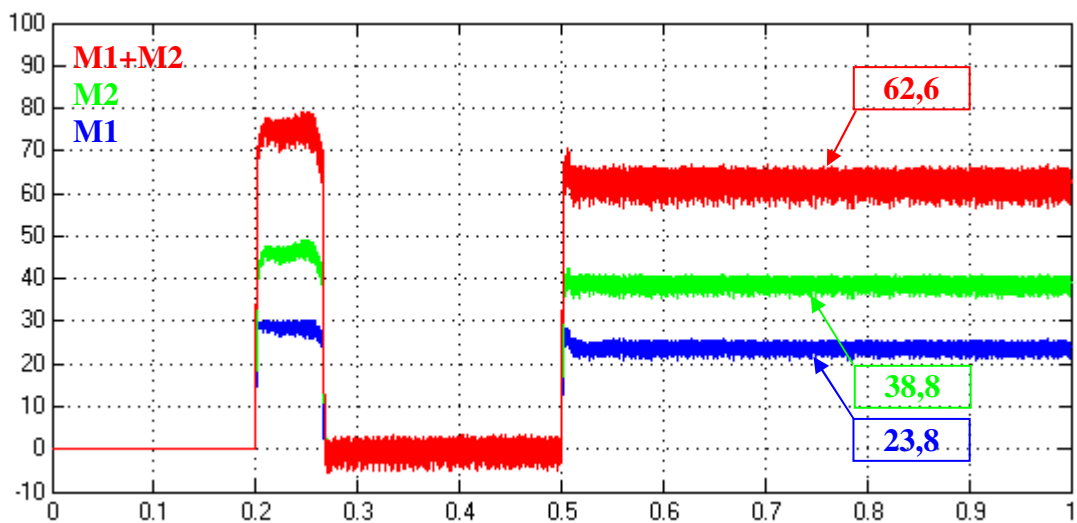
**Obr.34.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose  $y$

### Simulační průběhy s upravenou hodnotou časové konstanty PI regulátoru otáček.

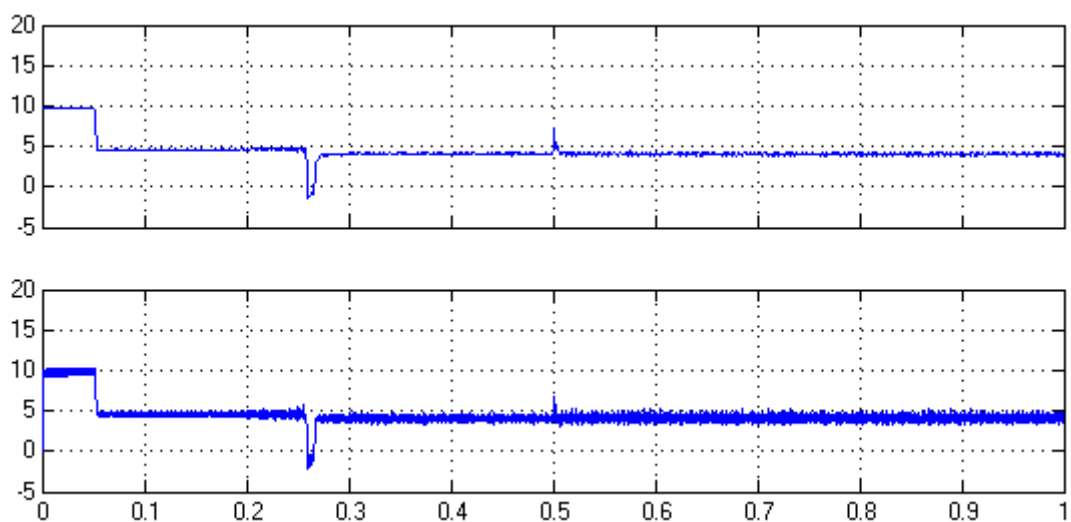
Parametry regulační struktury vychází z předchozí simulace. Oproti původní hodnotě byla časová konstanta regulátoru otáček zvětšena 100 násobně.



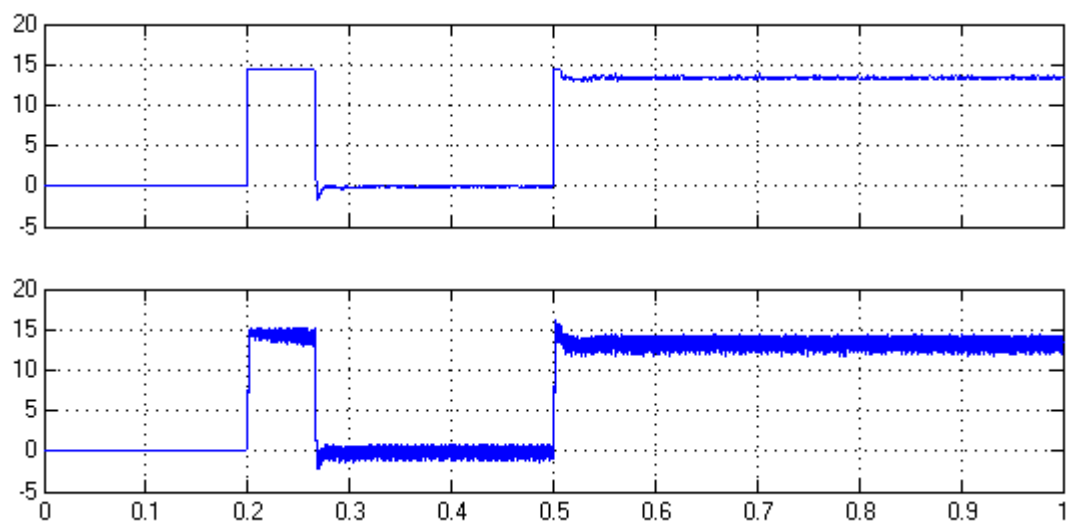
Obr.35. - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min.}^{-1}$ , s]



Obr.36. - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1 + M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [ $\text{Nm}$ , s]

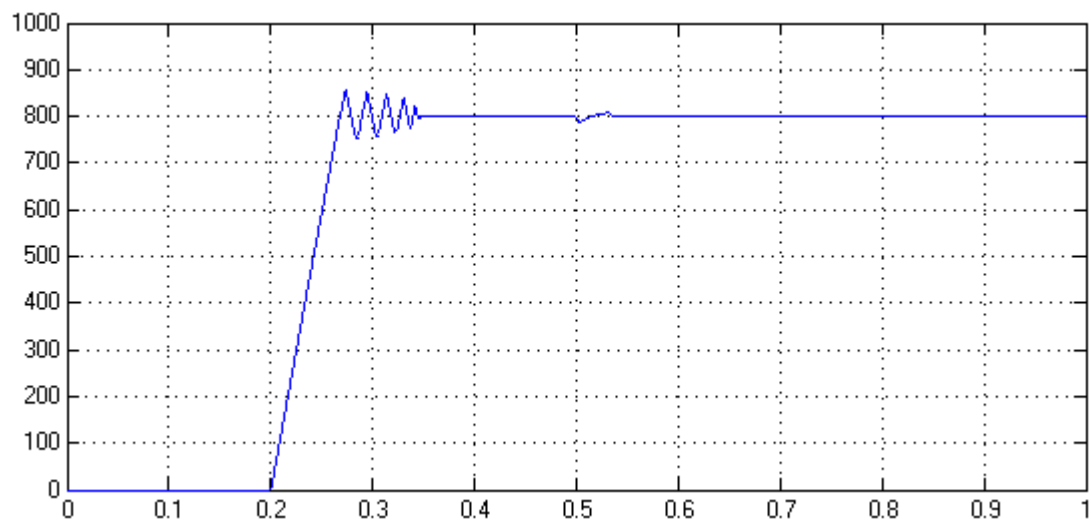


**Obr.37.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{xx} = f(t)$  [A, s] v ose x

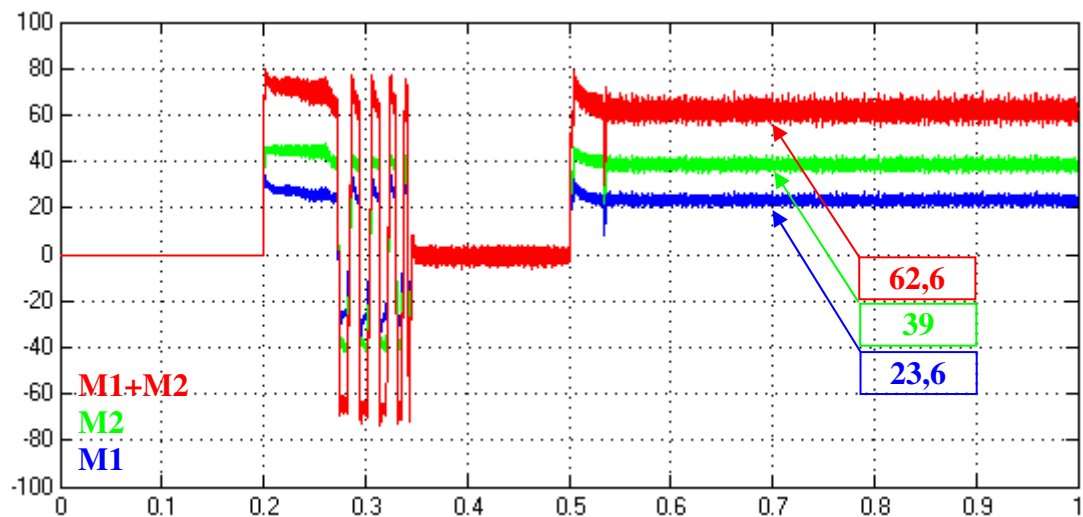


**Obr.38.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y

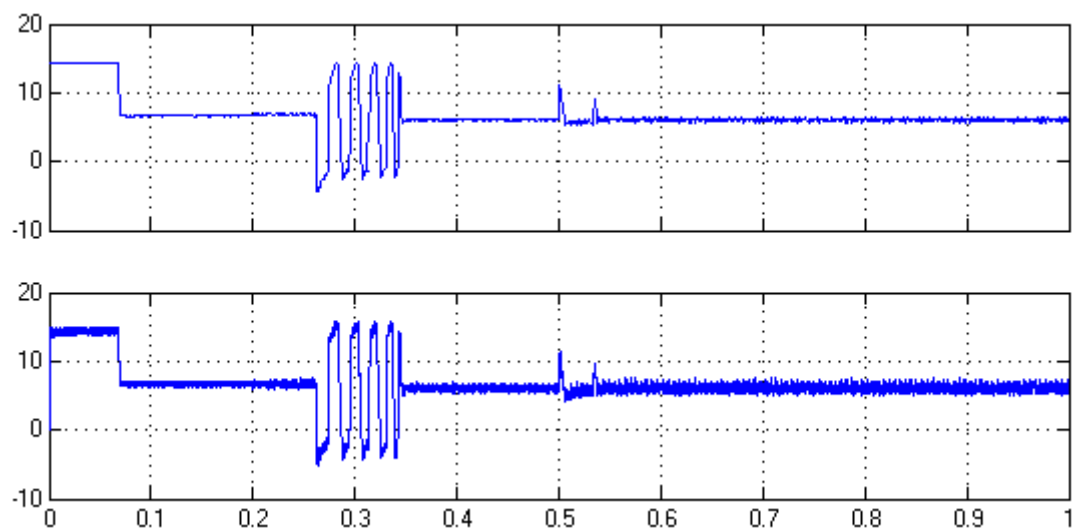
### 3.3. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.3. s jedním měničem a použitím hodnot satorových proudů motoru M2



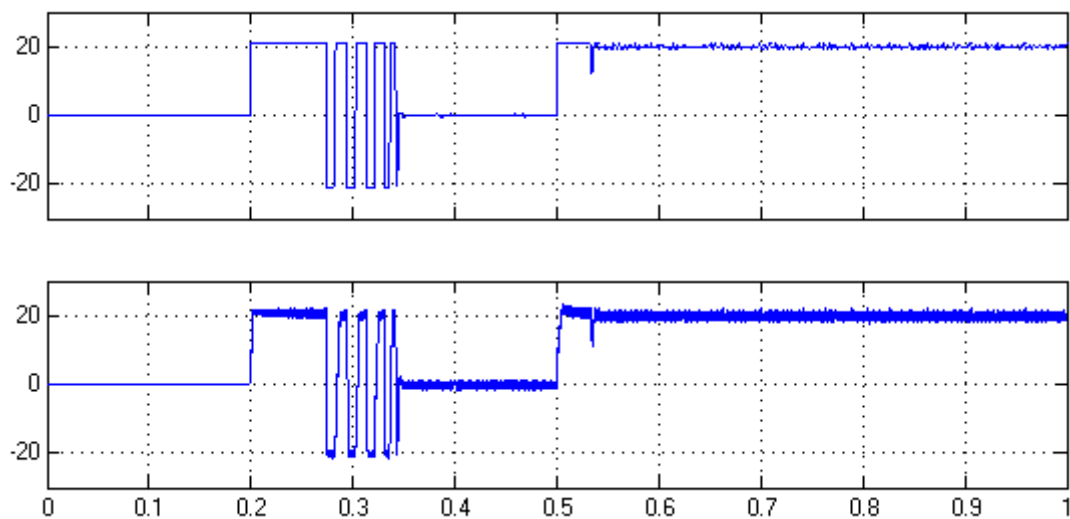
Obr.39. - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min.}^{-1}$ , s]



Obr.40. - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1+M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [ $\text{Nm}$ , s]



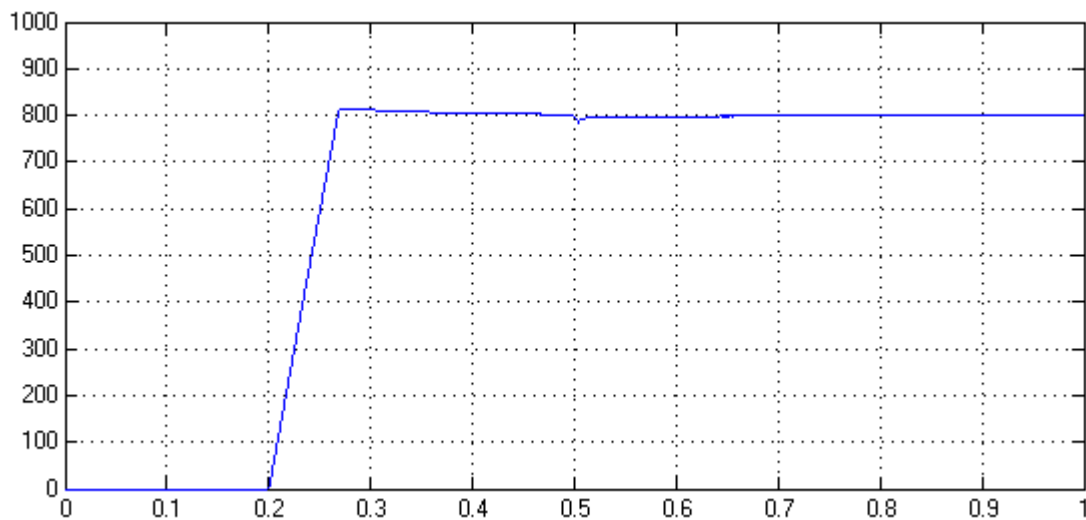
**Obr.41.** - Průběh žádaného a skutečného budicího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose x



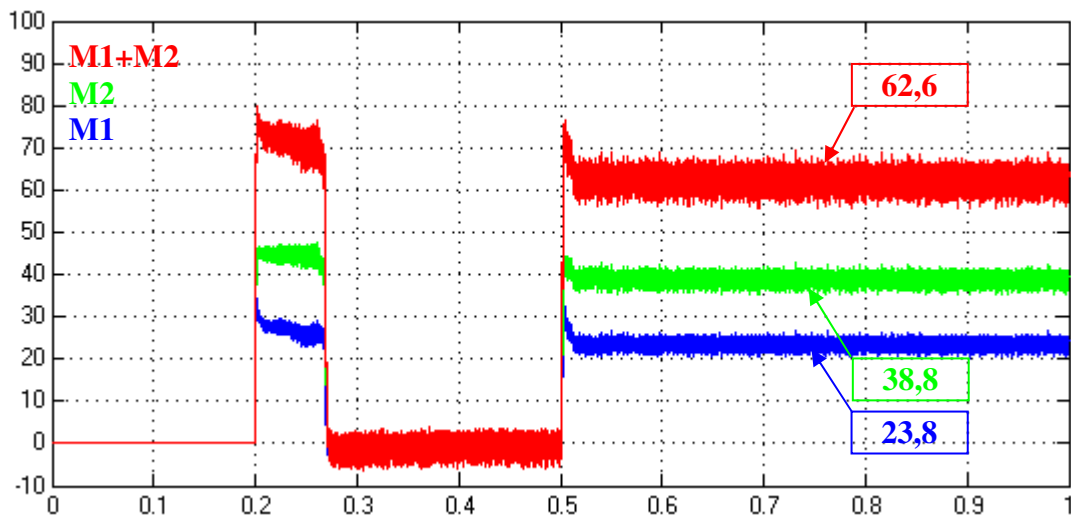
**Obr.42.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y

### Simulační průběhy s upravenou hodnotou časové konstanty PI regulátoru otáček.

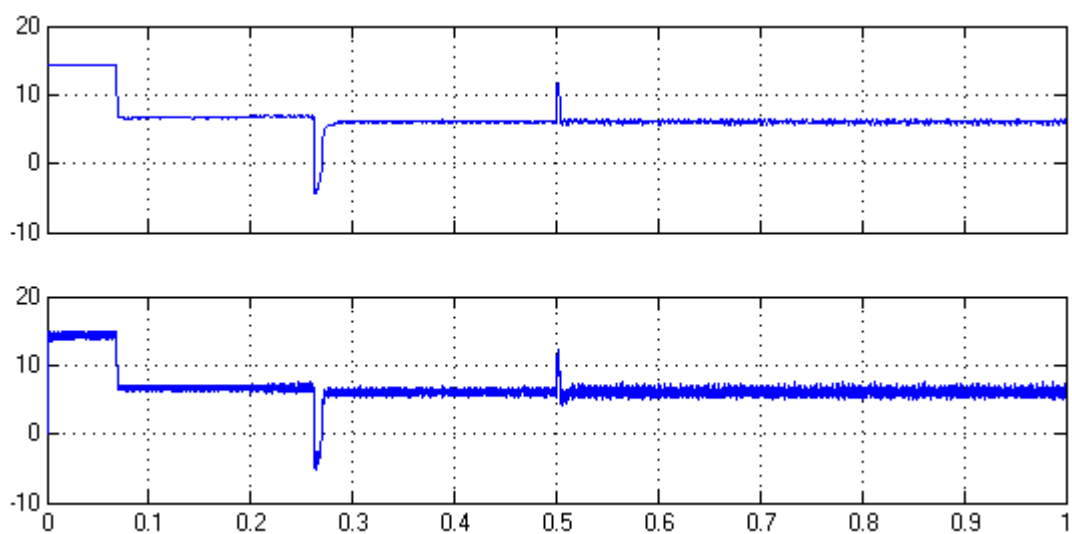
Parametry regulační struktury vychází z předchozí simulace. Oproti původní hodnotě byla časová konstanta regulátoru otáček zvětšena 100 násobně.



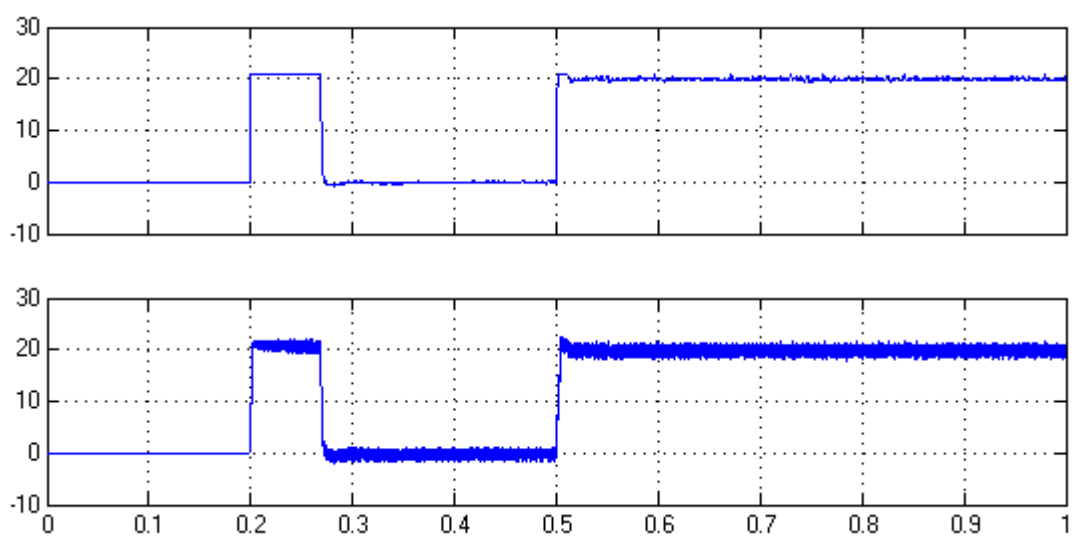
Obr.43. - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min.}^{-1}$ , s]



Obr.44. - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1 + M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [ $\text{Nm}$ , s]

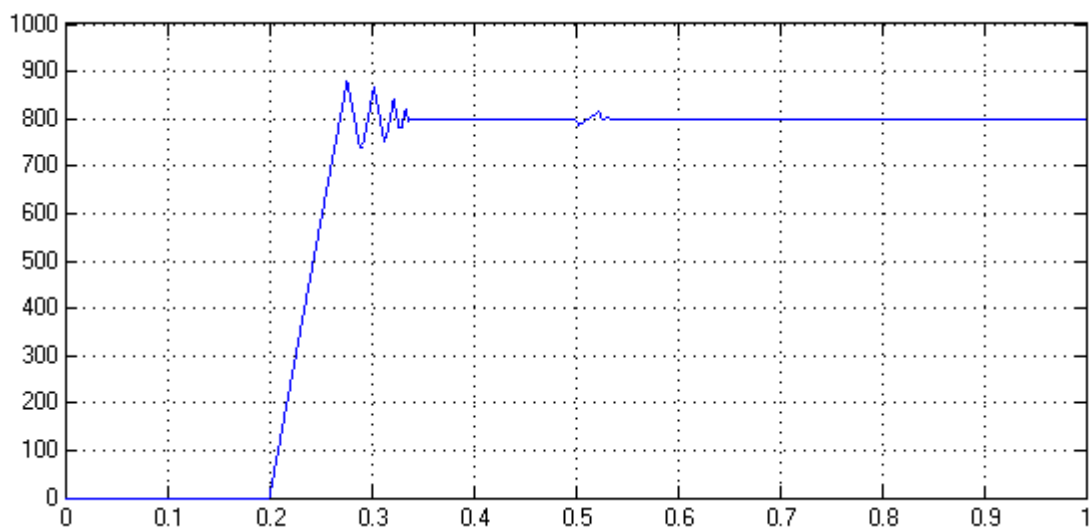


**Obr.45.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose x

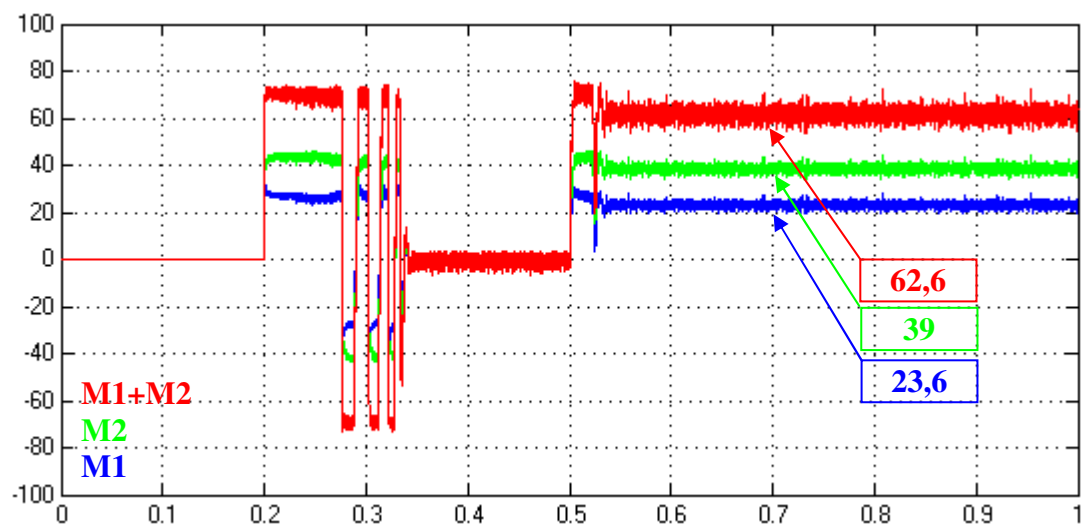


**Obr.46.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y

**3.4. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.4. s jedním měničem, použitím aritmetického průměru hodnot parametrů regulátorů a součtu hodnot statorových proudů motoru M1+M2**

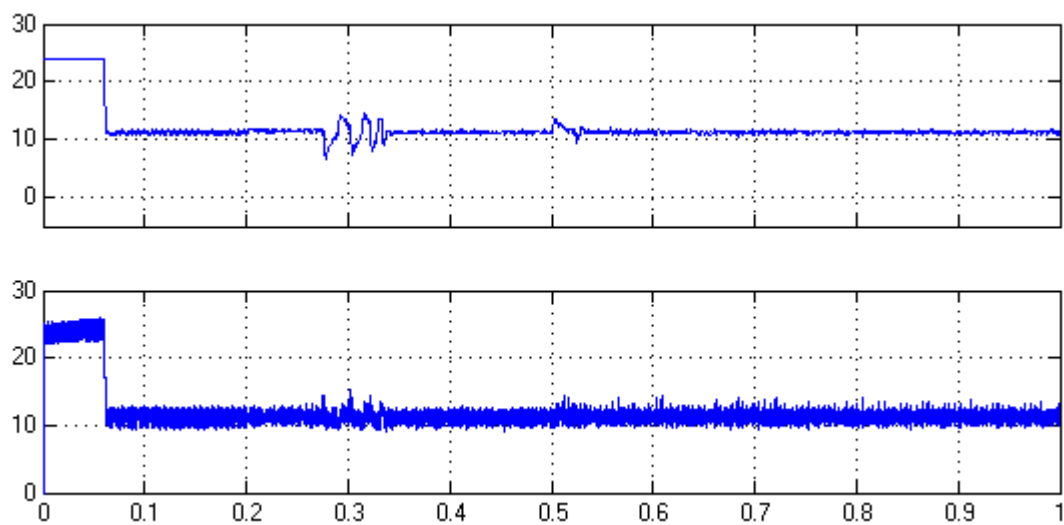


**Obr.47.** - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ot.min.<sup>-1</sup>, s], aritmetický průměr parametrů

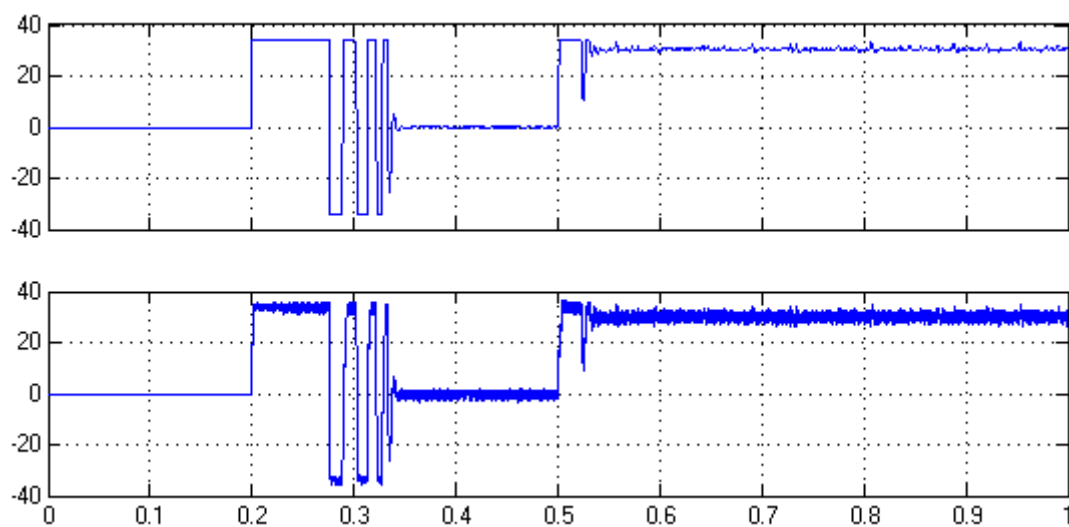


**Obr.48.** - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1+M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [Nm, s] aritmetický průměr parametrů





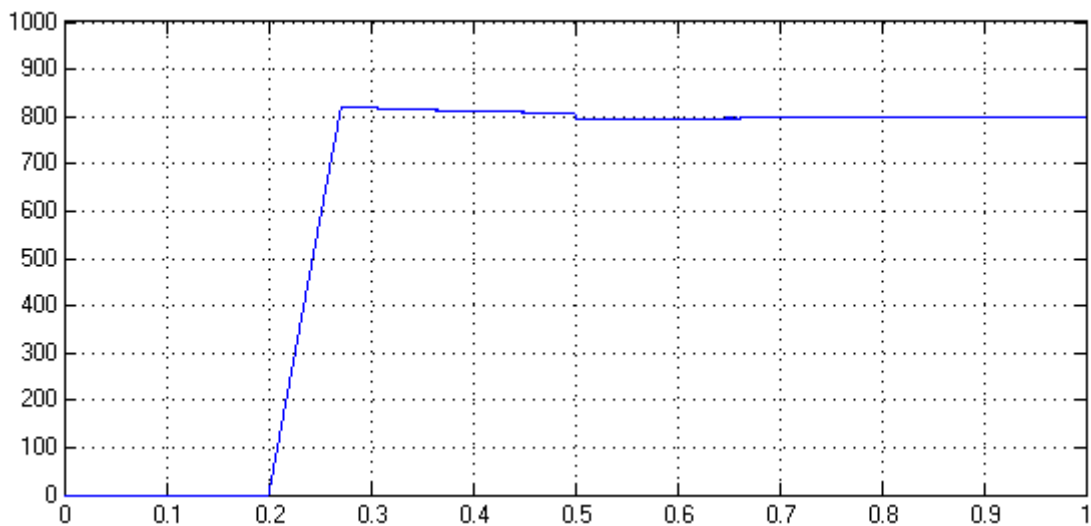
**Obr.49.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{xx} = f(t)$  [A, s] v ose x, aritmetický průměr parametrů



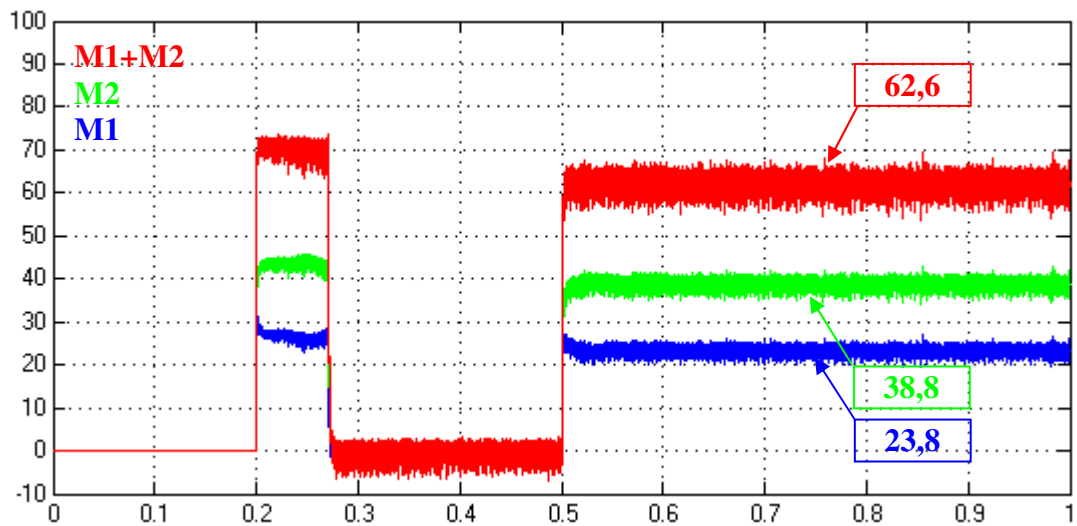
**Obr.50.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y, aritmetický průměr parametrů

### Simulační průběhy s upravenou hodnotou časové konstanty PI regulátoru otáček.

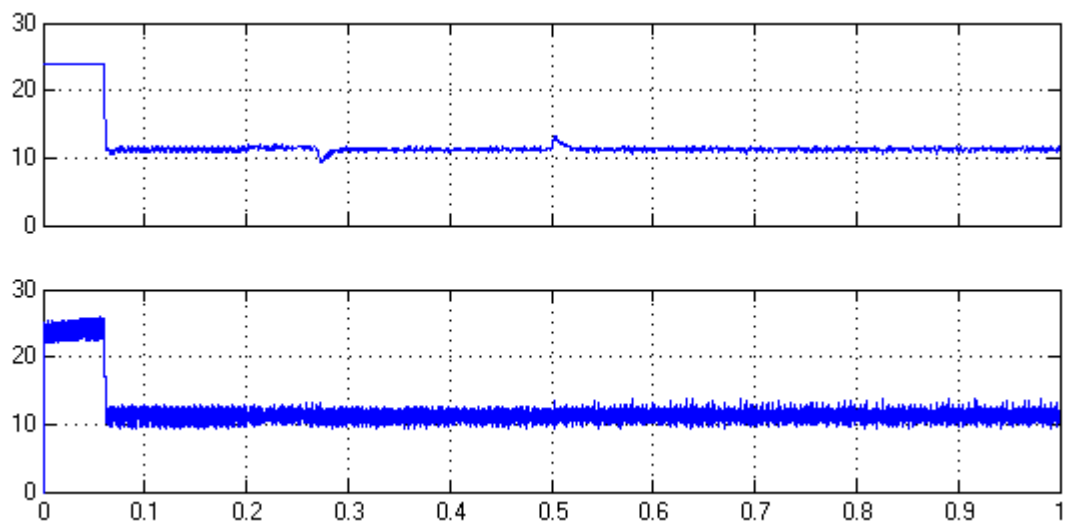
Parametry regulační struktury vychází z předchozí simulace. Oproti původní hodnotě byla časová konstanta regulátoru otáček zvětšena 100 násobně.



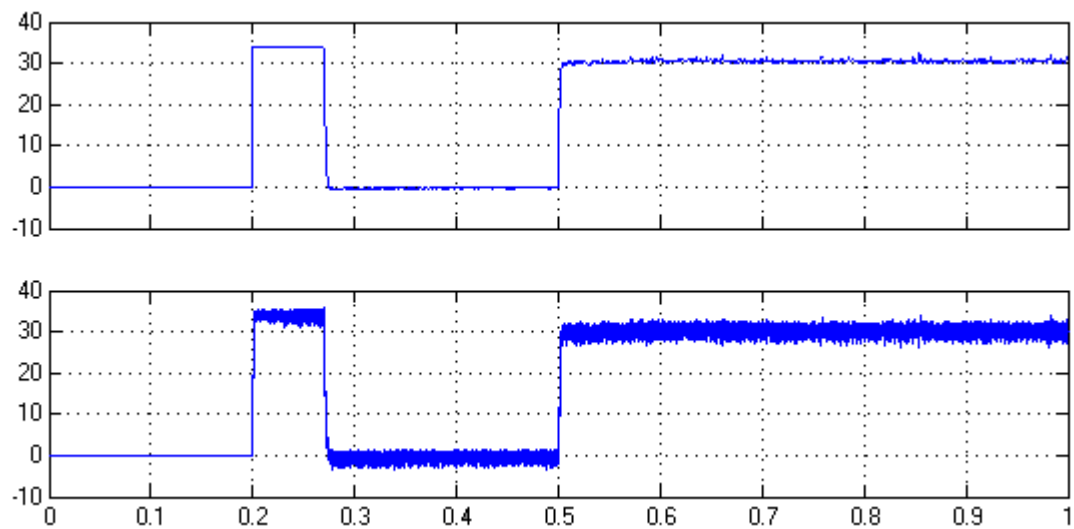
**Obr.51.** - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min.}^{-1}$ , s], aritmetický průměr parametrů



**Obr.52.** - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1+M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [Nm, s] aritmetický průměr parametrů

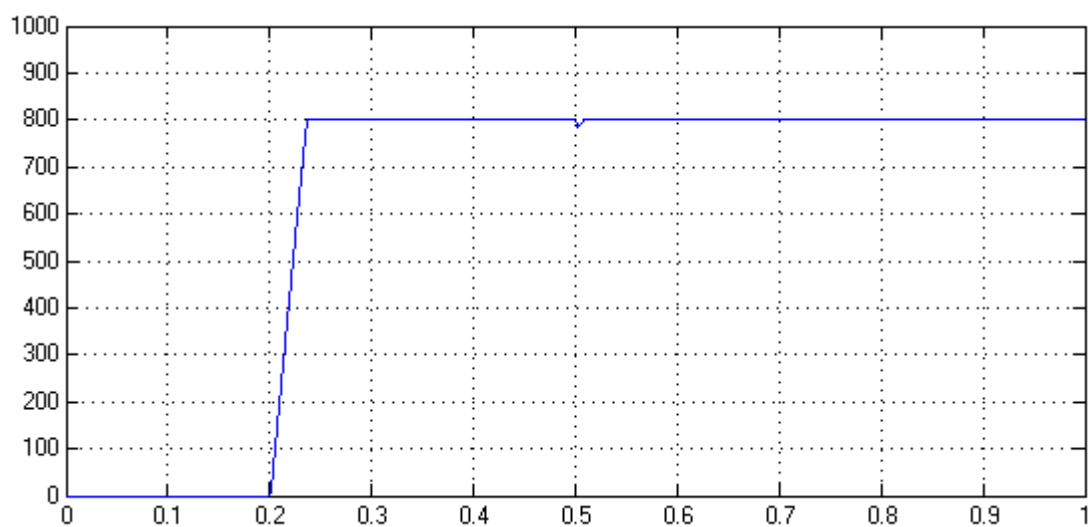


**Obr.53.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose x, aritmetický  
průměr parametrů

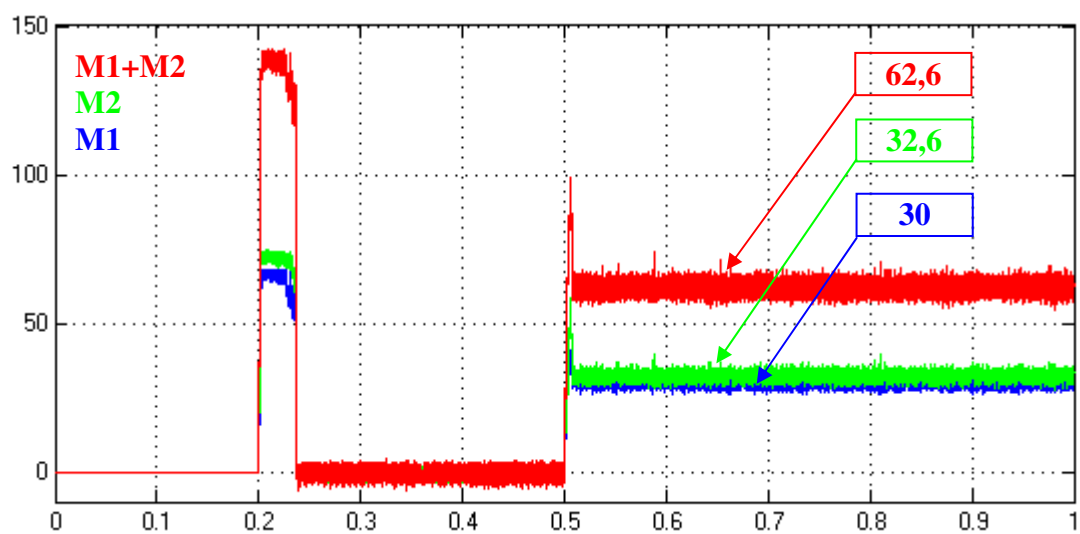


**Obr.54.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose x, aritmetický  
průměr parametrů

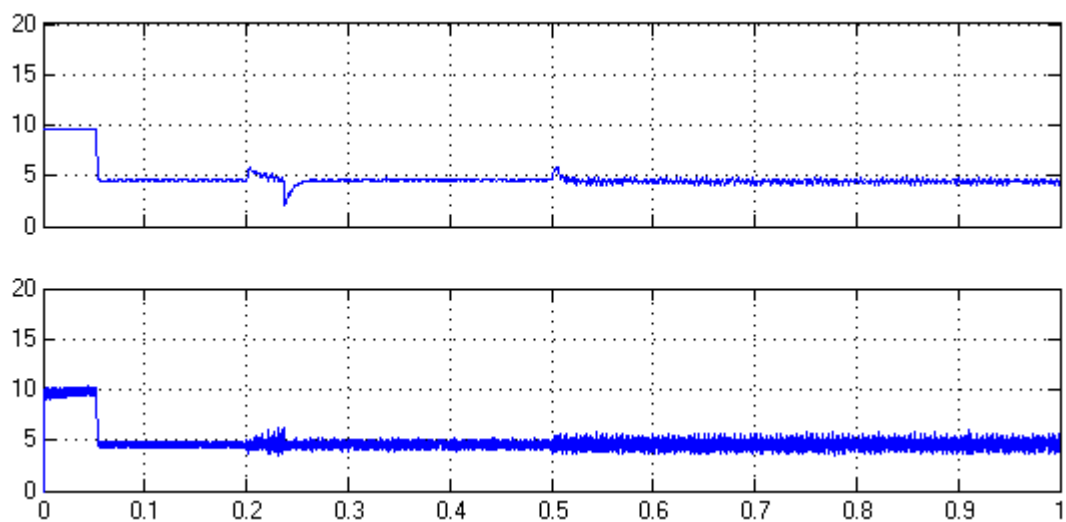
**3.5. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.5. s dvěma měniči a symetrickým zadáním žádaného proudu  $i_{sy}$**



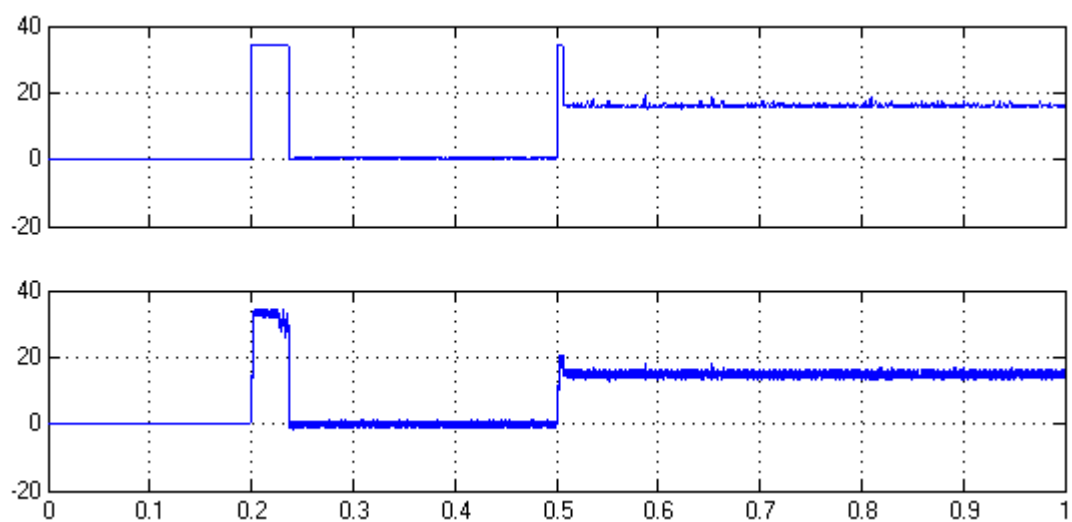
*Obr.55. - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ $\text{ot.min.}^{-1}$ , s]*



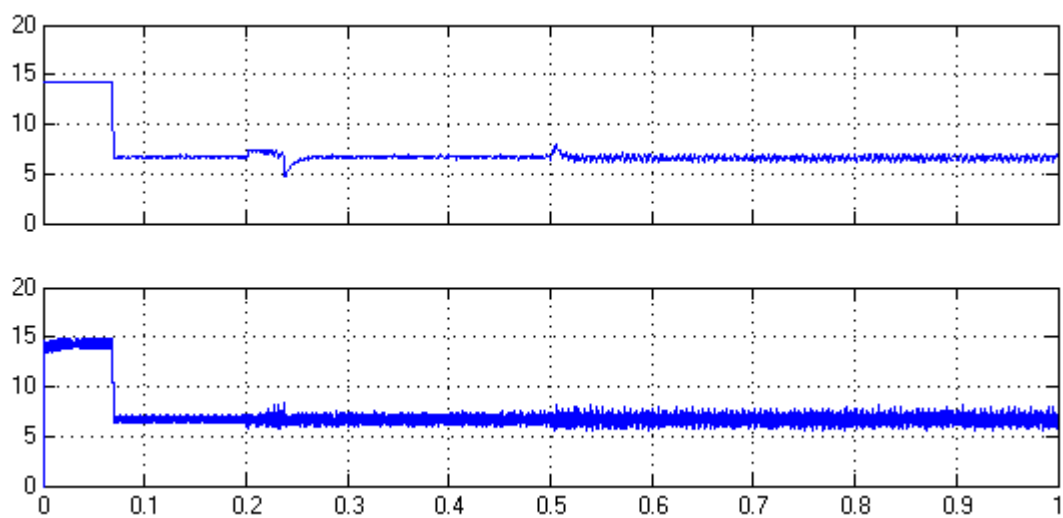
*Obr.56. - Průběh momentů motorů  $M_1$ ,  $M_2$  a  $M_1+M_2$ ,  $M_e = f(t)$  [ $\text{Nm}$ , s]*



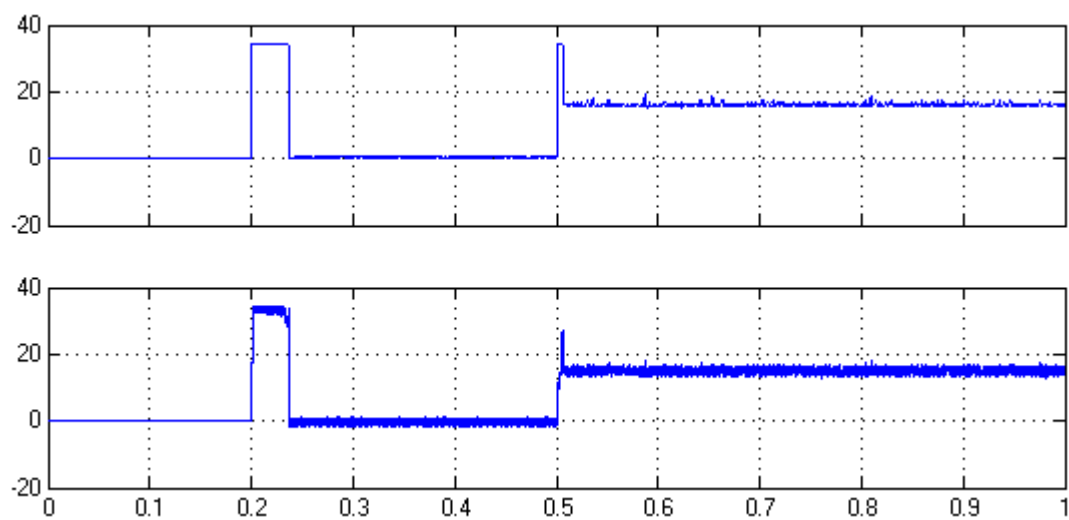
**Obr.57.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{xx} = f(t)$  [A, s] v ose x motoru M1



**Obr.58.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y motoru M1

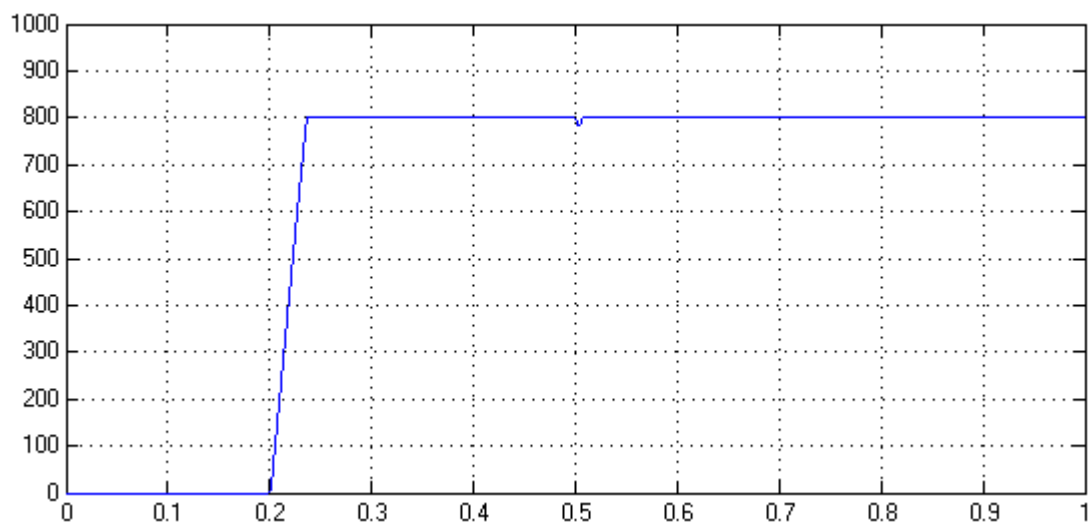


**Obr.59.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{sx} = f(t)$  [A, s] v ose x motoru M2

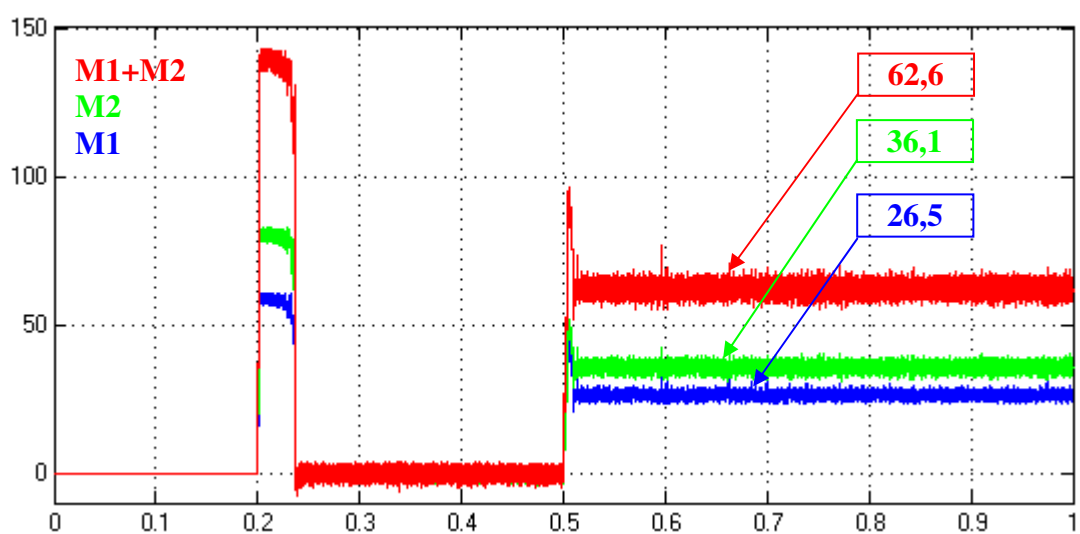


**Obr.60.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y motoru M2

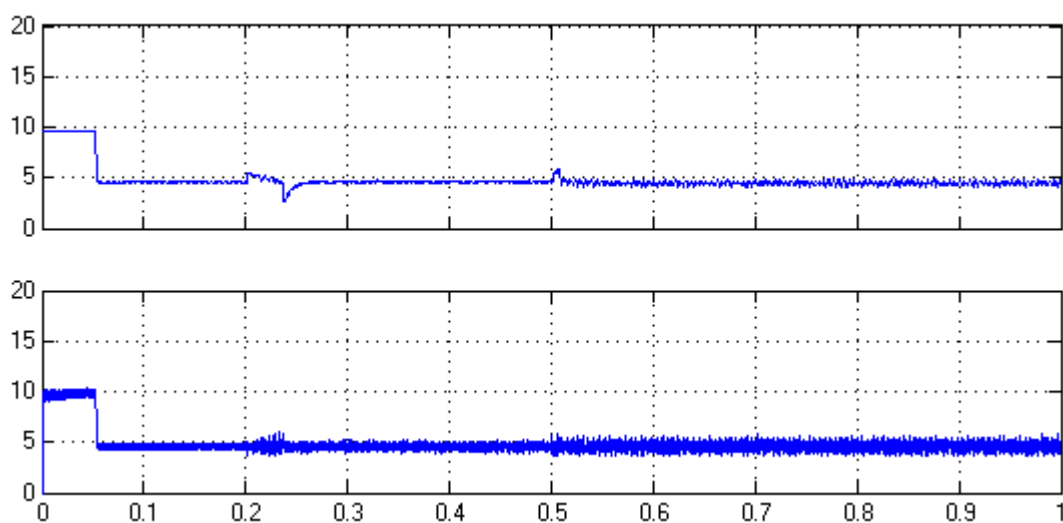
**3.6. Simulační průběhy vektorového řízení dle kap. 2.8.6. s dvěma měniči a nesymetrickým zadáním žádaného proudu  $i_{sy}$**



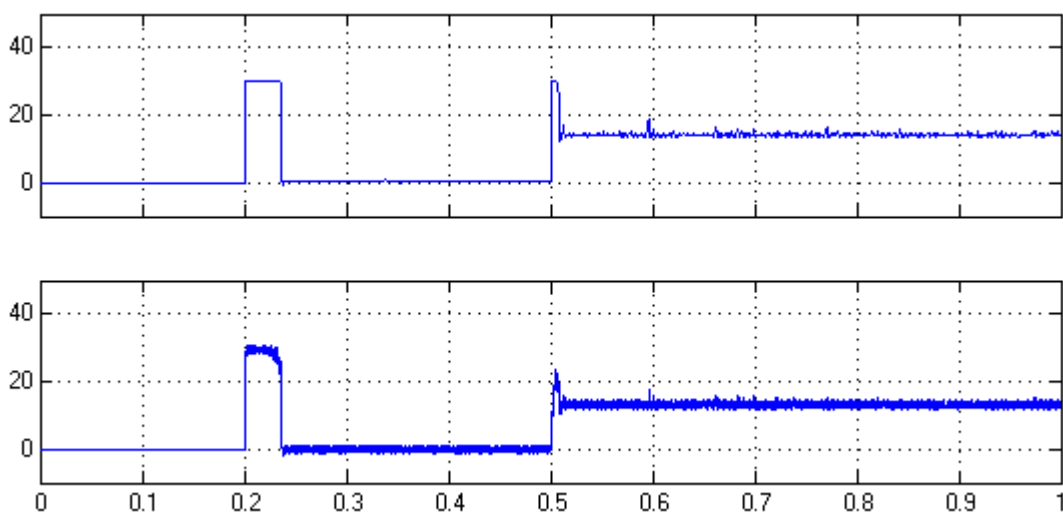
**Obr.61.** - Průběh skutečných otáček  $n_m = f(t)$  [ot.min.<sup>-1</sup>, s]



**Obr.62.** - Průběh momentů motorů  $M1$ ,  $M2$  a  $M1+M2$ ,  $M_e = f(t)$  [Nm, s]

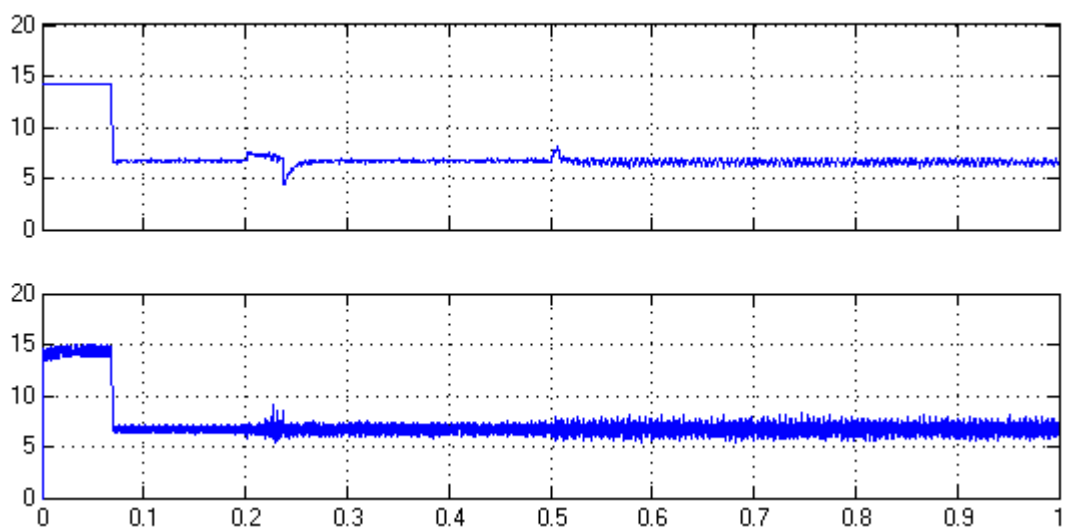


**Obr.63.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{xx} = f(t)$  [A, s] v ose x motoru M1

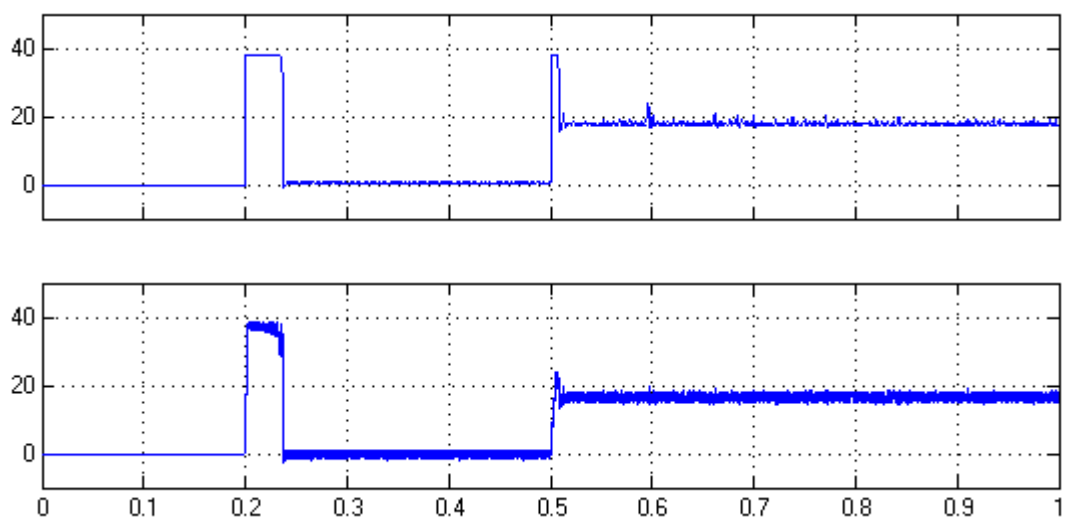


**Obr.64.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{sy} = f(t)$  [A, s] v ose y motoru M1





**Obr.65.** - Průběh žádaného a skutečného budícího proudu  $i_{xx} = f(t)$  [A, s] v ose x motoru M2



**Obr.66.** - Průběh žádaného a skutečného momentotvorného proudu  $i_{yy} = f(t)$  [A, s] v ose y motoru M2

### 3.7. Zhodnocení simulací

Jako první byl vytvořen simulační model dvoumotorového pohonu s pevnou vazbou napájený harmonickým napětím. U tohoto modelu nás zajímá rozdělení momentů jednotlivých motorů a celkový moment. Na **Obr.30.** můžeme pozorovat, že celkový moment je shodný se součtem momentů jednotlivých motorů. Naproti tomu zatížení samostatných motorů nesouhlasí s jejich jmenovitými hodnotami. Motor M1 je vůči jmenovitému momentu zatížen více, naopak motor M2 je zatížen méně.

Před následujícími simulacemi byly sestrojeny samostatné modely pohonu s vektorovým řízením jednotlivých motorů. Tyto modely sloužily ke zprovoznění a poté k doladění vektorového řízení. Oproti vypočteným hodnotám byl jemně doladěn otáčkový PI regulátor, kdy se upravila pouze hodnota zesílení. Ostatní PI regulátory byly nastaveny na základě výpočtů parametrů dle kapitoly 2.1. Zadání otáček pomocí bloku (**Obr.24.**) umožňuje rozjezd motoru po rampě. Simulace byly provedeny s nájездem po rampě a bez rampy. V této práci jsou uvedeny výsledky s nulovým časem rozběhové rampy.

Chování regulačních obvodů a celých struktur jednotlivých motorů mělo standardní průběh.

Následující simulace, jejíž výsledky jsou uvedeny v kapitole 3.2., představuje vektorové řízení s jedním měničem kmitočtu a dvoumotorový pohon s pevnou vazbou, kdy samotná regulační struktura pracovala s parametry navrženými pro motor M1 a jako informace o statorových proudech byly zavedeny pouze hodnoty proudu motoru M1.

Z jednotlivých průběhů (**Obr.31.-34.**) můžeme pozorovat kmitání při nájězdu do oblasti žádaných otáček. Snahou bylo co nejvíce eliminovat toto kmitání. Experimentální metodou byly provedeny různé úpravy parametrů regulační struktury, kdy docházelo k ještě většímu kmitání nebo nebylo dosaženo požadovaných otáček, případně po zatížení struktury došlo k zastavení pohonu. Uspokojivé výsledky přinesla až změna časové konstanty PI regulátoru otáček (**Obr.35.-38.**). Oproti původním hodnotám musela být zvětšena 100 násobně.

Po ustálení otáček na žádanou hodnotu a zatížení pohonu součtem jmenovitých hodnot jednotlivých motorů můžeme opět pozorovat nerovnoměrné zatížení motorů, které neodpovídá jejich jmenovitým hodnotám (**Obr.32.,36.**). Toto je způsobeno rozdílnými hodnotami složek statorového proudu jednotlivých motorů vůči jejich jmenovitým hodnotám.

Stejných výsledků bylo dosaženo u simulace, kdy byly jednotlivé parametry nastaveny podle návrhu regulační struktury motoru M2 a jako informace o statorových proudech byly zavedeny pouze hodnoty proudu motoru M2. Jednotlivé průběhy můžeme pozorovat v kapitole **3.3 Obr.39.-46.**

Další simulace byla provedena opět s jedním měničem kmitočtu a dvoumotorovým pohonem s pevnou vazbou. Na rozdíl od předchozích byl do regulační struktury zaveden součet statorových proudů jednotlivých motorů a parametry regulátorů představovaly aritmetický průměr parametrů samostatných regulačních struktur pro jednotlivé motory. Chování pohonu mělo stejný průběh (kap.**3.4.**) jako předchozí dvě simulace. Až změna časové konstanty regulátoru otáček na 100 násobek původní hodnoty vedla k odstranění kmitání při nájezdu do žádaných otáček (**Obr.51.-54.**).

Rozložení momentů jednotlivých motorů bylo opět nerovnoměrné a neodpovídalo jejich jmenovitým hodnotám.

V podstatě ve všech předchozích příkladech zatížení motoru M1, s jmenovitým momentem 26,5 Nm a se zatížením 23,6 Nm, představovalo 89% jmenovité hodnoty. Motor byl teda odlehčen. U motoru M2 byla situace opačná. Zatížení 39 Nm představovalo 108% jmenovitého momentu 36,1 Nm.

Poslední dvě simulace dvoumotorového pohonu s pevnou vazbou představovaly zapojení, kdy každý motor měl svůj měnič kmitočtu společně s příslušnou regulační strukturou vektorového řízení. Parametry jednotlivých regulátorů byly nastaveny podle kapitol **2.7.1.**, pro motor M1, a **2.7.2.** pro motor M2. Oproti standardnímu zapojení, které představuje dvě zcela samostatné struktury, obsahují modely v těchto simulacích společný PI regulátor otáček, který byl nastaven podle kapitoly **2.7.3.**, a blok pro zadávání žádaných otáček. Hodnota žádaného proudu  $i_{sy}$ , která vystupuje z regulátoru otáček, je pak přivedena na vstupy jednotlivých proudových regulátorů dvěma rozdílnými způsoby.

První způsob zajišťuje shodnou žádanou hodnotu proudu  $i_{sy}$  pro oba regulátory proudu. Na jednotlivých průbězích (kap. **3.6.**) můžeme pozorovat chování regulace, kdy nebyly zjištěny žádné výrazné kmity, které se objevovaly v předchozích simulacích. Průběh nájezdu do jmenovitých otáček a následně zatížení pohonu součtem jmenovitých hodnot jednotlivých motorů má standardní průběh. Rozložení momentů odpovídá žádané hodnotě momentotvorného proudu  $i_{sy}$  a u obou motorů je přibližně stejný. Rozdíl v rozložení momentů jednotlivých motorů, který můžeme pozorovat na **Obr.48.**, je způsoben rozdílnou hodnotou budícího proudu  $i_{sx}$ . V tomto případě je motor M1 zatížen na 113% jmenovité hodnoty momentu a motor M2 je „odlehčen“ na 90% své jmenovité hodnoty momentu.

Druhý způsob obsahuje blok pro rozdělení žádané hodnoty proudu  $i_{sy}$  v závislosti na jmenovité hodnotě momentu a jmenovité hodnotě toku jednotlivých motorů. Chování regulace a celkové struktury bylo bezproblémové. Nájezd do oblasti žádaných otáček proběhl bez zákmitů a rovněž zatížení pohonu součtem jmenovitých hodnot jednotlivých motorů nemělo negativní vliv na chování regulace. Tato struktura, na rozdíl od předchozí, obsahuje blok rozdělení žádaného proudu, který zajišťuje úpravu žádaného proudu tak, aby rozložení momentů na jednotlivé motory odpovídalo jejich jmenovitým hodnotám. Blok pracuje s parametry jmenovitých momentů a jmenovitých magnetických toků jednotlivých motorů. Správnou funkci tohoto bloku zobrazuje **Obr.54**. Rozložení momentů odpovídalo jmenovitým hodnotám obou motorů. Průběh této simulace má, ze všech provedených, nejlepší výsledky.

#### 4. Závěr

Cílem diplomové práce bylo vytvořit model s následným simulačním ověřením dvoumotorového regulovaného pohonu s vektorovým řízením v programu MATLAB-SIMULINK.

Vektorové řízení je založeno na podobnosti se stejnosměrným motorem s cizím buzením a to z důvodu odděleného a nezávislého řízení magnetického toku a momentu motoru. V práci je vysvětlen princip vektorového řízení, potřebné podmínky a předpoklady pro zajištění odděleného řízení magn. toku a momentu. Pomocí matematických vztahů je popsán model asynchronního motoru, vektorové řízení a regulační členy.

Prostřední část rozebírá jednotlivé bloky regulační struktury vektorového řízení, nastavení regulátorů a sestavení samotného modelu vektorového řízení.

Poslední část je věnována simulacím dvoumotorového regulačního pohonu. Celkově bylo provedeno několik různých simulací v pohonu s jedním nebo dvěma měniči kmitočtu, s rozdílnými parametry regulátorů, rotorových časových konstant, různým způsobem zpracování statorových proudů a zadáváním žádané hodnoty momentotvorného proudu  $i_{sy}$ .

Při simulaci se vyskytly problémy s ustálením otáček pohonu na žádanou hodnotu. V aplikaci s jedním měničem docházelo k rozkmitu regulace při nájezdu do oblasti žádaných otáček. Tuto skutečnost se podařilo odstranit změnou parametru časové konstanty regulátoru otáček oproti vypočteným hodnotám.

Z pohledu rozdělení momentů u aplikací s jedním měničem kmitočtu nebylo dosaženo rozložení momentu podle jmenovitých hodnot jednotlivých motorů. To bylo způsobeno hlavně rozdílnými hodnotami složek statorového proudu jednotlivých motorů vůči jejich jmenovitým hodnotám.

Stejná situace nastala v jednom případě i u aplikace s dvěma měniči kmitočtu.

Velikost momentu podle jmenovitých hodnot motorů byla dosažena pouze v aplikaci s dvěma měniči, kdy byla žádaná hodnota momentotvorné složky statorového proudu  $i_s$  upravena na základě poměrů jmenovitých momentů a toků jednotlivých motorů.

Obecné tvrzení, že u pohonů s vektorovým řízením nelze provozovat vícemotorové spojení, má své opodstatnění. U většiny komerčně vyráběných měničů kmitočtu se provádí při uvádění do provozu tzv. identifikace motoru, kdy si měnič kmitočtu provedením měření motoru zjistí jednotlivé parametry motoru potřebné pro vektorové řízení. V případě vícemotorového zapojení proto může docházet k problémům s regulací. Nelze totiž zajistit rozložení příslušných hodnot jednotlivých složek statorových proudů pro jednotlivé motory, kdy právě oddělené řízení těchto složek je podstatou vektorového řízení.

## 5. Použitá literatura:

- [1] – Pavel Branšetter: *Střídavé regulační pohony – Moderní způsoby řízení*, Ostrava 1999
- [2] – Ivo Neborák: *Mechatronické systémy pro kombinované studium*, Ostrava 2009
- [3] – Ivo Neborák: *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*, Ostrava 2002
- [4] – Tomáš Čermák: *Elektrické pohony*, Ostrava 1983
- [5] – Karel Zeman, Zdeněk Peroutka, Martin Janda: *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*, Západočeská univerzita v Plzni 2007
- [6] – Andrej M.Trzynadlowski: *Control of induction motors*, str.164, Academic Press 2000
- [7] – Martin Hrnčárek: *Moderní struktury řízení servosystémů se střídavými pohony*, Brno 2010
- [8] – Katalog SIEMENS K 02 - 0409 CZ - *Trojfázové asynchronní motory nakrátko 1LA7*

## **6. Přílohy:**

**Příloha č. 1 – Parametry asynchronních motorů**

**Příloha č. 2 – Výpis programu funkčního měniče [FM]**

**Příloha č. 3 – Výpis programu měniče kmitočtu [MK]**

## Příloha č. 1

Jmenovité napětí	400 V
Jmenovitý výkon	4 kW
Jmenovitý proud	8,2 A
Jmenovitý moment	26,5 Nm
Jmenovité otáčky	1440 ot.min <sup>-1</sup>
Účinitel cos φ	0,83
Moment setrvačnosti	0,011 kg.m <sup>2</sup>
Poměrný záběrný proud $I_k/I_n$	6
Poměrný moment zvratu $M_{max}/M_n$	3
Odpor vinutí statoru	1,384 Ω
Odpor vinutí rotoru	1,846 Ω
Rozptylová indukčnost statoru	0,0043 H
Rozptylová indukčnost rotoru	0,0043 H
Hlavní rozptylová indukčnost	0,1494 H

Parametry motoru 1LA7 113-4AA6

Jmenovité napětí	400 V
Jmenovitý výkon	5,5 kW
Jmenovitý proud	11,4 A
Jmenovitý moment	36,1 Nm
Jmenovité otáčky	1455 ot.min <sup>-1</sup>
Účinitel cos φ	0,81
Moment setrvačnosti	0,018 kg.m <sup>2</sup>
Poměrný záběrný proud $I_k/I_n$	6,3
Poměrný moment zvratu $M_{max}/M_n$	3,1
Odpor vinutí statoru	0,9436 Ω
Odpor vinutí rotoru	1,057 Ω
Rozptylová indukčnost statoru	0,003484 H
Rozptylová indukčnost rotoru	0,003484 H
Hlavní rozptylová indukčnost	0,1108 H

Parametry motoru 1LA7 130-4AA6



## Příloha č. 2

### Výpis programu funkčního měniče [FM]

```
function im = FM(im_set)

if abs(im_set) < 75;
    im=4.57;
else im=((75)/abs(im_set))*4.57;
end;
```

## Příloha č. 3

### Výpis programu měniče kmitočtu [MK]

```
function [Ua,Ub,Uc]= Menic_kmitoctu(Ud,Ura,Urb,Urc,Up)
%#PWM menic frekvence

if Ura>=Up
    Ua0=Ud/2;
else Ua0=-Ud/2;
end;

if Urb>=Up
    Ub0=Ud/2;
else Ub0=-Ud/2;
end;

if Urc>=Up
    Uc0=Ud/2;
else Uc0=-Ud/2;
end;

Ua=(2*Ua0-Ub0-Uc0)/3;
Ub=(2*Ub0-Uc0-Ua0)/3;
Uc=(2*Uc0-Ua0-Ub0)/3;
```